radio PRAKTIKER bücherei

HERBERT G. MENDE

UKW-FM-Rundfunk-Praktikum

Die **Cellu-Bände** der Radio-Praktiker-Bücherei

Preis je Nr. 2.50 DM, Mehrfach-Nr. entsprechend. Preisänderungen vorbehalten.

Vorläufiges Verzeichnis:

Verlangen Sie bitte ausführliche Verzeichnisse!

1 **Endröhren- und Endstufen-Transistoren und ihre Schaltungen** (H. Sutaner). 3. Auflage, 72 Seiten, 45 Bilder, 3 Tabellen.

3/5 **UKW-FM-Rundfunk-Praktikum** (Herbert G. Mende). 6. Aufl., 172 Seiten, 82 Bilder, 13 Tab.

6 **Antennen für Rundfunk und Fernseh-Empfang** (Herbert G. Mende). 11. Aufl., 68 Seiten, 36 Bilder, 8 Tab.

7/8 **Niederfrequenzverstärker mit Röhren und Transistoren** (Fritz Kühne). 12. Auflage, 128 Seiten, 100 Bilder.

9/10 **Tonbandgeräte-Praxis** (Wolfgang Junghans). 9. Aufl., 128 Seiten, 88 Bilder, 7 Tabellen.

11/12 **Mono-, Stereo- und Transistor-Mikrofone.** Aufbau, Verwendung und Selbstbau (Fritz Kühne). 7. Auflage, 116 Seiten, 71 Bilder, 3 Tabellen.

13 **Schliche und Kniffe für Radiopraktiker** Teil I. Erfahrungen aus Werkstatt und Labor (Fritz Kühne) 9. Aufl., 64 Seiten, 56 Bilder. *

14 **Wellen und Frequenzen für Rundfunk und Fernsehen.** Erzeugung, Ausbreitung und Bereichsaufteilung (Gustav Büscher). 4. Aufl., 72 Seiten, 57 Bilder, 20 Tabellen.

16 **Widerstandskunde für Radio-Praktiker.** Die Festwiderstände in Berechnung und Anwendung (Georg Hoffmeister). 5. Auflage, 72 Seiten, 9 Bilder, 2 Nomogr. und 6 Zahlentafeln.

18/19 **Radio-Röhren** (Herbert G. Mende). 3. Aufl., 132 Seiten, 66 Bilder, 2 Tab.

20 **Methodische Fehlersuche in Rundfunkempfängern.** (Dr. A. Renardy). 10. Aufl., 68 Seiten, 20 Bilder.

21/21a **Funktechniker lernen Formelrechnen** (Fritz Kunze). 6. Aufl., 128 S., 42 B.

22/23a **Lehrgang Radiotechnik** Band I (Ferd. Jacobs). 9. Aufl., 184 S., 151 Bilder.

24/25a desgl. Band II (Ferdinand Jacobs). 6. Aufl., 192 S., 150 Bilder, 3 Tab.

26 **Meß- und Schaltungspraxis für Heimton und Studio** (Fritz Kühne). 4. Aufl., 68 Seiten, 33 Bilder, 6 Tabellen.

27/27a **Rundfunkempfang ohne Röhren.** Vom Detektor zum Transistor (Herbert G. Mende). 12. Aufl., 128 Seiten, 94 Bilder, 9 Tabellen. *

28/28b **Die Glimmröhre und ihre Schaltungen** (O. P. Herrnkind). 5. Auflage, 192 Seiten, 288 Bilder.

29/30 **Kleines ABC der Elektroakustik** (Gustav Büscher). 5. Aufl., 148 Seiten, 131 Bilder, 52 Tabellen.

31/32 **Sender-Baubuch für Kurzwellen-Amateure** I. Teil (Ing. H. F. Steinhauser). 9. Aufl., 128 S., 56 Bilder.

33/35 **Dioden-, Röhren- und Transistorvoltmeter** (Ing. Otto Limann). 7. Aufl., 176 Seiten, 160 Bilder.

37/38 **Fehlersuche durch Signalverfolgung und Signalzuführung** (Dr. A. Renardy). 5. Aufl., 140 Seiten, 67 Bilder, 2 Tabellen.

41/41a **Kurzwellen- und UKW-Empfänger für Amateure** Band 1 Geradeausempfänger und Standardsuper (Werner W. Diefenbach). 10. Auflage, 128 Seiten, 122 Bilder, 10 Tabellen.

42/42b desgl. Band 2. Spitzensuper und Transistorempfänger (Werner W. Diefenbach). 148 Seiten, 105 Bilder, 9 Tab.

43 **Musikübertragungs-Anlagen.** Planung, Aufbau und Wartung (Fritz Kühne). 4. Aufl., 72 Seiten, 39 Bilder, 11 Tabellen.

44 **Kurzwellen-Amateurantennen** für Sendung und Empfang (W. W. Diefenbach). 7. Aufl., 80 Seiten, 94 Bilder, 10 Tabellen.

45/46 **UKW-Sender- und Empfänger-Baubuch für Amateure** (Ing. H. F. Steinhauser). 6. Aufl., 136 S., 90 Bilder.

47/47a **Reiseempfänger mit Transistoren** (H. Sutaner). 4. Aufl., 128 Seiten, 86 Bilder und Schaltungen.

50 **Praktischer Antennenbau** (Herbert G. Mende). 11. Aufl., 72 Seiten, 38 Bilder, 9 Tabellen.

55/56 **Fernsehtechnik von A bis Z** (K. E. Wacker / Joachim Conrad). 5. Aufl., 136 Seiten, 65 Bilder, 12 Tabellen. *

58 **Marsalehrgang** (Werner W. Diefenbach). 7. Aufl., 68 Seiten, 20 Bilder.

59 **Funk-Entstörungs-Praxis** (Herbert G. Mende). 4. Aufl., 72 Seiten, 43 Bilder, 6 Tabellen.

60 **Die Widerstand-Kondensator-Schaltung.** Einführung in die RC-Schaltungstechnik (Reinhard Schneider). 5. Aufl., 68 Seiten, 58 Bilder, 3 Tab.

62/62a **Englisch für Radio-Praktiker** (Dipl.-Ing. W. Stellrecht und Dipl.-Ing. P. Miram). 3. Aufl., 112 Seiten.

66/67 **Sender-Baubuch für Kurzwellen-Amateure** II. Teil (Ing. H. F. Steinhauser). 5. Aufl., 128 Seiten, 52 Bilder.

68/70 **Formelsammlung für den Radio-Praktiker** (Dipl.-Ing. Georg Rose). 10. Aufl., 168 Seiten, 183 Bilder. *

* In Vorbereitung.

Fortsetzung auf der dritten Umschlagseite

UKW-FM-Rundfunk-Praktikum

Von

HERBERT G. MENDE

Beratender Ingenieur

Mit 82 Bildern und 13 Tabellen

6., vollkommen neu bearbeitete Auflage

FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN

G. Emil Mayer KG

Das Umschlagbild stellt einen UKW-FM-Rundfunksender mit Stereozusatz dar (Telefunken-Bild)

1968

ıtliche Rechte – besonders das Übersetzungsrecht – an Text und Bildern behalten. Fotomechanische Vervielfältigung nur mit Genehmigung des lages. Jeder Nachdruck, auch auszugsweise, und jede Wiedergabe der Bilder, auch in verändertem Zustand, sind verboten.

ck: C. Franz'sche Buchdruckerei G. Emil Mayer, München 37, Karlstraße 35
Printed in Germany. Imprimé en Allemagne

Vorwort zur 6. Auflage

Das vorliegende Praktikum der UKW-FM-Technik faßt die bislang getrennt erschienenen Radio-Praktiker-Bände 3, 4 und 5, die bereits einige Jahre vergriffen waren, nunmehr in einem zum überwiegenden Teil neu geschriebenen Dreifachband zusammen. Äußerer Anlaß hierfür waren die Einführung von Hf-Stereo-Sendungen im UKW-Bereich und das damit neu auflebende Interesse an Fragen des UKW-Empfangs. Aber auch technische Gründe ließen die Vereinigung der bisherigen Themenstellungen (Theorie und Praxis; Empfang mit Zusatzgeräten; Superhets für UKW-FM-Empfang) ratsam erscheinen: Die Texte der ersten Auflagen stammten aus der Zeit, als der UKW-FM-Rundfunk zur Entlastung der überfüllten Mittelwellenbereiche eingeführt wurde und sich Amateure wie Bastler auf dieses neue Arbeitsgebiet stürzten. Schon bald wurde aber der UKW-Bereich zum selbstverständlichen Attribut der Heimradiogeräte, deren Technik – und Preise – den Selbstbau uninteressant werden ließen. Mit der Eroberung der Mehrbereich-Reise- und Taschenempfänger durch die Halbleitertechnik wich das Schwergewicht des Interesses am UKW-Empfang noch mehr von der ursprünglichen Aufgabenstellung dieser Trilogie ab, womit auch eine zwingende Notwendigkeit für Neuauflagen entfiel.

Das heute wieder spürbare Interesse an der UKW-Empfangstechnik richtet sich mehr auf die technischen Zusammenhänge und ihre praktischen Lösungen als auf Bauanleitungen, für die im übrigen der einschlägige Versandhandel ausführliche Beschreibungen und Bausätze bereithält. Bei der Neubearbeitung konnte daher auf Baubeschreibungen verzichtet werden, um den so gewonnenen Raum für den Hf-Stereo-Empfang und die Schaltungstechnik transistorbestückter UKW-Empfänger nutzen zu können. Außerdem wurde ein Abschnitt über die zukünftige Entwicklung der industriell gefertigten Empfangsgeräte angefügt, deren spezielle Schaltungstechnik manchen Leser zu eigenen Versuchen mit herkömmlichen Mitteln anregen wird.

Bielefeld — Herbert G. Mende

Inhalt

1 Einführung in die UKW-FM-Technik 7

1.1 Warum Ultrakurzwellen (UKW)? 7

Die Verhältnisse in den klassischen Rundfunkbereichen ... 7

Vorteile des UKW-Rundfunks 8

Die Eigenschaften der Ultrakurzwellen 8

1.2 Warum Frequenzmodulation (FM)? 13

Die Amplitudenmodulation (AM) 13

Frequenz- und Phasenmodulation 15

1.3 UKW-FM-Sendetechnik 22

1.4 UKW-FM-Empfangsantennen 29

2 Bausteine der UKW-FM-Empfänger 32

2.0 Allgemeines 32

2.1 Hochfrequenzstufen 34

2.2 Pendelrückkopplungs-Schaltungen 39

2.3 Misch- und Oszillatorstufen; UKW-Tuner 42

2.31 Geregelte und übersteuerungsfeste Tunerschaltungen 45

2.32 Tuner mit Diodenabstimmung 48

2.4 Zf-Verstärker 51

2.51 Amplitudenbegrenzer (AB) 54

2.52 Demodulatoren 58

2.53 Höhenebnung (de-emphasis) 68

2.6 Rauschsperre 69

2.7 Niederfrequenzteil 72

2.8 Aktive Bauelemente 72

2.9 Passive Bauelemente 76

3 Aus der Praxis der UKW-FM-Empfänger 79

3.1 Wahl der Schaltung 79

3.11 Zum Selbstbau reiner UKW-Empfänger 84

3.12 Zum Selbstbau kombinierter AM/FM-Empfänger 92

3.2 Wichtige Einzelprobleme 98

3.21 Spulen- und Bandfilterfragen 99
3.22 Die Temperaturkompensation 107
3.23 Verbindungsdrähte und Überbrückungskondensatoren 112
3.24 Der Phasengang 116
3.25 Allgemeine Aufbaurichtlinien; Verdrahtung und Abschirmung 116
3.26 Abgleichfragen 125
3.3 Regelungsmöglichkeiten 128
3.4 Stereoempfangstechnik 131
3.5 Schaltungen der Zukunft 138

4 Beispiele von Zusatzgeräten für Monoempfang 144
4.1 Geradeausempfänger 144
4.2 Pendelrückkopplungs-Zusätze 147
4.3 Superhets 148

5 Hi-Fi-Steuergeräte 153

6 Beispiele für AM/FM-Mehrbereichempfänger 159

Literaturverzeichnis 168

Namen- und Sachverzeichnis 170

1 Einführung in die UKW-FM-Technik

1.1 Warum Ultrakurzwellen (UKW)?

Die Verhältnisse in den klassischen Rundfunkbereichen

Wer als Rundfunkteilnehmer den Langwellen-, Mittelwellen- und schließlich auch den Kurzwellenbereich seines Gerätes nach „brauchbaren" Sendern absucht, hat wahrhaftig keinen Genuß. Besonders der Musikfreund ist manchmal verzweifelt, wenn der ihm zusagende Sender in einem Fading verschwindet oder ein frequenzbenachbarter Sender dazwischenwispert. Scheint der Empfang aber wirklich einmal gut zu sein, so schränken atmosphärische oder irdische Störungen den Genuß daran erheblich ein.

Die Ursache all dieser Mängel ist historischer und physikalischer Natur. Als *Heinrich Hertz* um das Jahr 1888 mit Ultrakurzwellen experimentierte, ahnte er noch nichts vom Rundfunk. Und als Jahre später *Marconi* und andere mit Hilfe der von *Maxwell* vorausgesagten und von *Hertz* entdeckten elektrischen Wellen ein drahtloses Telegrafiesystem aufzubauen begannen, gerieten sie auf der Suche nach großen Reichweiten aus rein technischen und experimentellen Gründen zunächst an kilometerlange Langwellen. Die Klärung der Gesichtspunkte, die für optimale Dimensionierung von Antennen und Schwingkreisen maßgebend sind, sowie die Erfindung der Elektronenröhre und ihre etwas später ermöglichte Verwendung als Verstärker und Sender leiteten dann zur Herrschaft der Mittelwellen über, in deren Bereich auch die ersten Rundfunksender arbeiteten. Wegen der Ausbreitungseigenschaften der Mittelwellen ergaben sich Empfangsverhältnisse, die zwischen ungestörtem Tagesempfang an gewitterfreien Sommertagen bei kleinen Reichweiten und einem Wellenchaos an Winterabenden lagen, abgesehen von den Beeinträchtigungen durch „Rückkoppler" und die zahlreichen (damals noch nicht entstörten) elektrischen Geräte und Maschinen.

Als die amerikanischen Amateure, denen man großzügig die „unbrauchbaren" Kurzwellen überlassen hatte, deren erdum-

spannende Reichweite entdeckten, folgte in Anbetracht des nun schon langsam überfüllten Mittelwellenbereichs ein Run auf diesen neuen Wellenbereich. Unglücklicherweise haben die Kurzwellen aber die Eigenschaft, gerade in geringeren Entfernungen vom Sender nicht zuverlässig hörbar zu sein, so daß mit Rücksichtnahme auf die Hörer, die ja in erster Linie die landeseigenen Stationen hören wollen, den üblichen Empfangsgeräten für Mittelwellen und Langwellen lediglich ein Kurzwellenbereich angehängt wurde, dessen Bedienung jedoch alles andere als einfach war (und z. T. auch heute noch ist). Außerdem ist auch der Kurzwellenempfang keineswegs störungsfrei und zudem noch von starken jahreszeitlichen und täglichen Schwankungen betroffen.

Vorteile des UKW-Rundfunks

Wie nun in den folgenden Abschnitten dargelegt wird, stellte die Einführung eines UKW-FM-Rundfunkbetriebes (neben der Programmausstrahlung auf den herkömmlichen Wellenbereichen) die ideale Lösung aller Probleme für den Hörer dar. Denn die Möglichkeit, von einem Sender mehrere Programme gleichzeitig ausstrahlen zu lassen, und der verhältnismäßig geringe wirtschaftliche Aufwand für solche Sender ermöglichten die Erfüllung des Traums vom störungsfreien Empfang eines mühelos gewählten Programms. Der Hörer kann seitdem ungestört musikalisch einwandfreie Sendungen aufnehmen, weil das übertragbare Frequenzband nicht auf 4,5 kHz (für 9 kHz Senderabstand) beschränkt ist, sondern bis zu 15 kHz reicht, so daß die Formanten aller Musikinstrumente innerhalb des Frequenzbereiches des Ohres wiedergegeben werden können. Er braucht auch nicht mehr zum Abschneiden der zahlreichen atmosphärischen und elektrischen Störungen die Klangblende auf den berüchtigten Kellerton zu stellen.

Die Eigenschaften der Ultrakurzwellen

Im Spektrum der elektromagnetischen Wellen liegen die Ultrakurzwellen (10 bis 1 m^{-1}) = 30 bis 300 MHz) eigenschaftsmäßig näher bei den Lichtwellen als bei den drahtgebundenen lang-

samen Schwingungen, so daß sie oft auch als *quasioptische Wellen* bezeichnet werden. Tatsächlich folgen sie auch weitgehend optischen Gesetzen: Sie lassen sich wie Lichtwellen brechen und reflektieren und breiten sich (im homogenen Medium) wie diese geradlinig aus, so daß ihre Reichweite in erster Näherung auf die theoretische optische Sicht zwischen Sender und Empfänger beschränkt ist. (Theoretische optische Sicht deswegen, weil die Ultrakurzwellen im Gegensatz zu den Lichtwellen durch Nebel praktisch gar nicht und durch undurchsichtige Stoffe verhältnismäßig wenig behindert werden.) Trotzdem hat man schon Ultrakurzwellen-Reichweiten von einigen hundert Kilometern beobachtet, ohne allerdings diese Reichweiten verallgemeinern oder gar garantieren zu können. Derartig große Reichweiten lassen sich am ehesten an Hand der Luftspiegelungen (Fata Morgana) bei Lichtwellen erklären, die an einander überlagerte atmosphärische Schichten verschiedener Brechungsexponenten gebunden sind. Die Heaviside-Schichten, die bekanntlich Lang-, Mittel- und Kurzwellen reflektieren und durch ihr „Atmen" die bekannten Fadings verursachen, werden von den Ultrakurzwellen (unter 6,5 m) im allgemeinen durchstoßen, so daß in diesem Wellenbereich nur selten durch Ionosphären-Reflexion bewirkte Über-Reichweiten und fast nie Fadings auftreten.

Soweit sich hier fadingsartige Empfangsstörungen einstellen, werden sie, abgesehen von anderen, weiter unten erörterten Ursachen, meist durch Änderungen der Ausbreitungsbedingungen oder reflektierte Wellenzüge verursacht, deren Weg durch bewegliche Objekte oder von beweglichen Luftschichten verschiedener Dichte beeinflußt wird.

Bei der Planung von UKW-Sendernetzen und zur Abschätzung von voraussichtlichen Feldstärkewerten bei gegebenen Verhältnissen kann man sich einer Reihe von Erfahrungswerten [1][2] bedienen, von denen im folgenden die wichtigsten behandelt seien.

---

[1] Physikalisch gesehen liegt die Grenze zwischen 6,5 und 10 m. Sie verschiebt sich im Laufe der Zeit aus verschiedenen Gründen (Abhängigkeit der gerade noch reflektierten Grenzwelle vom Ionisationsgrad der Heaviside-Schichten und damit auch von der Sonnenfleckenperiode).

[2] Die eingeklammerten Zahlen beziehen sich auf das Literaturverzeichnis am Schluß dieses Buches.

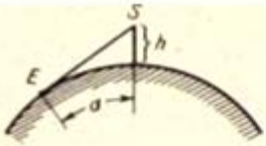


Bild 1. Optische Reichweite bei erhöhter Aufstellung des Senders

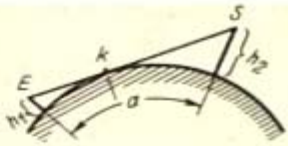


Bild 2. Optische Reichweite bei erhöhter Aufstellung des Senders und Empfängers

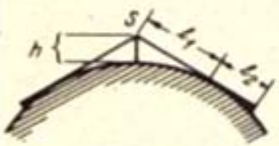
Die garantierte Reichweite der Ultrakurzwellen ist nach dem oben Gesagten zunächst auf die theoretische Sichtweite, d. h. durch die Erdkrümmung, begrenzt. Praktisch beträgt sie

$$a = 3{,}55...4{,}13 \sqrt{h\ [\mathrm{m}]}\ [\mathrm{km}]$$

je nach Geländeart und Wetterlage bei den in **Bild 1** skizzierten Verhältnissen [2]. Diese Formel gilt für einen Erdradius von 6370 km und setzt voraus, daß im Übertragungsweg größere Hindernisse (Berge, Wälder) liegen. In Bild 1 ist E der Aufstellungsort des Empfängers, S der des Senders bzw. seiner Antenne, a die Entfernung beider voneinander in Kilometern und h die Antennenhöhe des Senders in Metern. Ist auch die Empfangsantenne erhöht aufgestellt **(Bild 2)**, so ergibt sich die theoretische Reichweite zu

$$a = 3{,}55...4{,}13\ (\sqrt{h_1\ [\mathrm{m}]} + \sqrt{h_2\ [\mathrm{m}]})\ [\mathrm{km}]$$

Dabei ist der durch das Streifen der Erdoberfläche bei k verursachte Feldstärkeverlust nicht berücksichtigt. Nun ist aber nach



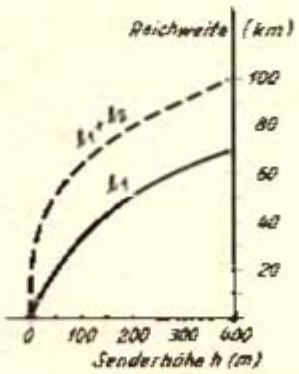


Bild 3. Erweiterung der Sichtweite l_1 um die Schattenreichweite l_2 nach Hahnemann, h = Sender-(Antennen-) Höhe in m, wenn l in km. Unter günstigen Umständen sind starke UKW-Sender noch in Entfernungen bis zu 250 km regelmäßig zu empfangen

Hahnemann [3] die tatsächliche Reichweite größer als die Sichtreichweite, und zwar um den Betrag der sogenannten Schattenreichweite **(Bild 3)**. Noch größere praktisch erzielte Reichweiten sind meist das Ergebnis von Brechung und Beugung der Wellen an Luftschichten verschiedener Dichte (Troposphäre). Hier ändert sich nämlich mit zunehmender Höhe die Dielektrizitätskonstante und damit auch der Brechungsindex und die Fortpflanzungsgeschwindigkeit der elektrischen Wellen. Durch Änderung von Luftdruck, Temperatur, Feuchtigkeit usw. in diesen Schichten entstehen daher beim Empfang gebeugter Wellen entsprechende Feldstärkeschwankungen. Außerdem treten oft durch Brechung in den unteren Schichten der Atmosphäre und bei Antennenhöhen (Sender und Empfänger) unter 100 m langsame Schwunderscheinungen mit einem Amplitudenverhältnis von 1 bis 2 dB (1 : 1,12 bis 1,126) auf, das nachts und bei großen Entfernungen bis zu 10 dB [1 : 3] erreichen kann. Aber auch innerhalb des optischen Ausbreitungsbereichs können sich überall da Feldstärkeschwankungen störend bemerkbar machen, wo — z. B. bei Innenantennen — mit reflektierten Wellen gerechnet werden muß. In diesem Fall sind dann schon bei Verschiebung der Antenne um eine Wellenlänge mitunter große Feldstärkeschwankungen zu beobachten.

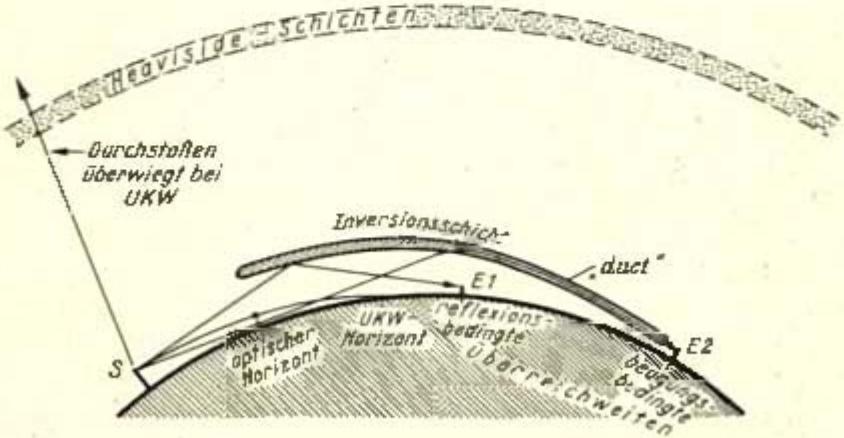


Bild 4. Durch Inversionen können Überreichweiten verursacht werden (schematisch, nicht maßstäblich)

Die örtliche Feldstärkeverteilung kann ebenfalls wetterabhängig sein. Man begegnet ihr am besten durch Verbesserung der Antennenanlage (siehe Band 50 der Radio-Praktiker-Bücherei).

Eine überragende Rolle bei den geschilderten Erscheinungen spielen die sogenannten *Inversionen*. Damit werden in der Meteorologie Übergänge zwischen kälteren und wärmeren Luftschichten bezeichnet (besonders wenn sie in umgekehrter Richtung, d. h. warm über kalt, aufeinanderfolgen). Sie sind meist durch eine starke Abnahme des Dampfdrucks und durch Temperaturzunahme gekennzeichnet und leiten infolge ihres andersartigen Brechungsmoduls die Ultrakurzwellen oft über große Entfernungen (max. 1800 km, lt. [55]). Dies kann in ähnlicher Weise geschehen, wie ein gekrümmter Glasstab Licht fortleitet (ducts). Inversionen in 300 bis 1500 m Höhe können auch reflektierend wirken **(Bild 4)**.

Ähnliche Wirkungen haben auch Feuchtigkeitssprünge in der Atmosphäre. Als Bezugsgröße für Ausbreitungsuntersuchungen hat man eine „Normalatmosphäre" [26] festgelegt und rechnet in diesem Zusammenhang mit dem 4/3fachen Wert des Erdradius.

Nicht nur wegen der meteorologischen Einflüsse sind alle Feldstärkeberechnungen im UKW-Gebiet schwierig, vielmehr kommt hinzu, daß die Feldstärke nur innerhalb der ersten zehn Kilometer vom Sender quadratisch abnimmt. Bei mittleren Entfernungen nimmt sie schon mit der 2,5., bei großen Entfernungen etwa mit der 3,6. Potenz ab. Ein Nachteil der Ultrakurzwellen ist also ihre begrenzte Reichweite. Andererseits ermöglicht sie in größeren Gebieten das Arbeiten mehrerer Sender auf gleicher Welle, besonders wenn diese frequenzmoduliert sind. Andere Vorteile der Ultrakurzwellen machen sich besonders beim Rundfunkempfang bemerkbar. So treten im UKW-Gebiet, abgesehen von einzelnen Störstrahlungsfrequenzen der Sonne bei 4,7 und 14,6 m und dem galaktischen Rauschen bei 5 m, weder atmosphärische noch durch elektrische Geräte verursachte Störungen nennenswert in Erscheinung. Gelegentliche Störer sind vor allem unzureichend entstörte Zündanlagen von Kraftfahrzeugen, Gleichkanalsender bei Überreichweiten oder an den Grenzen der Versorgungsbereiche und mitunter die Oberschwingung einer Indu-

striefrequenz (die 7. Harmonische von 13,560 MHz fällt bei 94,920 MHz in den UKW-Bereich].

1.2 Warum Frequenzmodulation (FM)?

Die Amplitudenmodulation (AM)

Die klassischen Rundfunkempfänger sind für den Empfang amplitudenmodulierter Sender eingerichtet. Sie können jedoch nicht unmodulierte (tonlose Telegrafie) oder phasen-, frequenz-, impuls- usw. modulierte Sender aufnehmen. Ehe wir uns nun mit den Unterschieden zwischen Amplitudenmodulation und Frequenzmodulation befassen, wollen wir das Wichtigste über die Amplitudenmodulation sowie einige zur Sache gehörende Grundgedanken in Erinnerung bringen.

Was übertragen werden soll, ist ja meist eine Niederfrequenz (Sprache, Musik), die als solche ihrer physikalischen Eigenschaften wegen (auch wenn sie von akustischen in elektrische Schwingungen gleicher Frequenz umgewandelt wird) bei wirtschaftlich vertretbaren Senderenergien nicht über größere Entfernungen ausgestrahlt werden kann. Man benutzt daher elektromagnetische Schwingungen entsprechender Fernwirkung zum Transport der zu übertragenden Niederfrequenz. Die Art der Beaufschlagung – der Modulation – des Trägers kann verschiedenartig sein, aus historischen Gründen (Entwicklung der drahtlosen Telefonie aus der Telegrafie) hat sich in der Rundfunktechnik von Anfang an die Amplitudenmodulation behauptet. Bei ihr wird – wie der Name sagt – die Amplitude (Schwingungsweite) der Trägerschwingung im Rhythmus der zu übertragenden Niederfrequenz verändert **(Bild 5)**. Im Empfänger muß dann die Trägerfrequenz gleichgerichtet – demoduliert – werden, um die übertragene

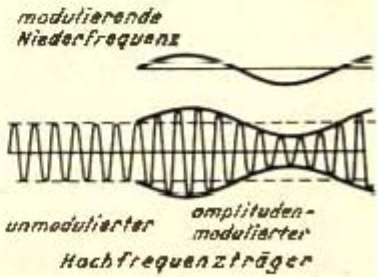


Bild 5. Amplitudenmodulation einer Hochfrequenzschwingung

Niederfrequenz in Gestalt eines modulierten Gleichstroms zurückzugewinnen.

Das Verhältnis der Modulationsfrequenzamplitude zur Hochfrequenzamplitude wird als Modulationsgrad m [%] bezeichnet. Dieser kann zwischen 0 und 100 % liegen, wobei die größte Niederfrequenzamplitude bei $m = 100$ % die Nullinie der Trägerschwingung erreicht, also gleich der ganzen Hf-Amplitude wird, während bei 0 % der Träger unmoduliert bleibt. Der normale Aussteuerungswert beträgt im Mittel 30 %, der Höchstwert 70 bis 80 %. Die amplitudenmodulierte Trägerwelle zeigt das gleiche Verhalten wie eine Überlagerung dreier konstanter Sinusschwingungen. Ihre Spannung beträgt nämlich:

$$u = u_0 \left[\sin \omega_0 t + \frac{m}{2} \sin (\omega_0 + 2\pi f_n) t + \frac{m}{2} \sin (\omega_0 - 2\pi f_n)\, t\right],$$

mit u = amplitudenmodulierte Hf-Spannung
u_0 = Trägeramplitude
m = Modulationsgrad (%)
f_n = Modulationsfrequenz
ω_0 = unmodulierte Trägerfrequenz $= 2\pi f_0$.

Bei ausreichendem Modulationsgrad wird daher ein Frequenzmesser außer der Trägerfrequenz f_0 noch die beiden Frequenzen $(f_0 + f_n)$ und $(f_0 - f_n)$ anzeigen, deren Amplitude $m/2 \cdot u_0$ beträgt und die sich im Abstand der jeweiligen Modulationsfrequenz beiderseits von der Trägerfrequenz befinden. Da nun die Modulationsfrequenz sich z. B. bei Musikübertragung laufend ändert, ändert sich mit ihr auch beständig die Lage der beiden Seitenfrequenzen, so daß daraus zwei Frequenzbänder – die Seitenbänder – entstehen, die auf den trägerabgewandten Seiten durch die höchste vorkommende Modulationsfrequenz begrenzt sind. Diese Frequenzen sind es aber auch, die den Platzbedarf des Senders im Frequenzspektrum bestimmen. Durch internationales Übereinkommen hat man die Trägerfrequenz jedes einzelnen Senders genau festgelegt, und zwar im Abstand von 9 kHz von den beiderseits benachbarten Sendern, so daß die höchste übertragbare Modulationsfrequenz auf 4,5 kHz beschränkt bleibt. Dadurch kann beim AM-Rundfunk eine Musikwiedergabe nie mit

physikalischer Originaltreue erfolgen, da die Formanten vieler Musikinstrumente, die durch den Oberwellengehalt der gespielten Töne gekennzeichnet sind, nicht mitübertragen werden. Aus physiologischen Gründen macht sich dieser Mangel weniger bemerkbar, wenn das Ohr – ähnlich wie das Auge durch Erfassen ganzer Wortbilder beim Lesen – gewohnheitsmäßig die fehlenden Formanten ergänzt.

Frequenz- und Phasenmodulation

Lange Zeit war der Streit darüber im Gange, ob sich Frequenz- und Phasenmodulation grundsätzlich unterscheiden, oder ob sie letztlich identisch sind. *Barkhausen* [4], *Roder* [5] u. a. [14] vertreten den Standpunkt, daß beide Modulationsarten immer gleichzeitig auftreten müssen, weil eine periodische Frequenzänderung bei vektorieller Darstellung nur das abwechselnd langsamere und schnellere Umlaufen eines Vektors bedeutet, das, bezogen auf einen gleichmäßig umlaufenden Vektor, nichts anderes als ein abwechselndes Voreilen und Nacheilen in der Phase darstellt. Sie verzichten daher darauf, abgesehen vom verschiedenen Modulationsindex, gravierende Unterschiede zu machen.

Nach anderen Autoren [6, 7, 8] sind jedoch beide Modulationsarten nur in einem Spezialfall identisch, während sie sonst grundsätzlich in Erzeugung, Seitenbandspektren und sonstigen Eigenschaften erheblich voneinander abweichen und dementsprechend verschiedene Vorzüge und Nachteile aufweisen, deren Erörterung hier zu weit führen würde (vgl. [30]).

Jedoch muß an dieser Stelle auf die Strittigkeit des Problems hingewiesen werden, damit der Leser beim Studium anderer einschlägiger Literatur sich nicht verwirren lasse, zumal sich in viele Arbeiten über diese Fragen Irrtümer und Verwechslungen eingeschlichen haben. Für den Praktiker ist es ziemlich gleichgültig, ob ein und derselbe Vorgang in seinen Geräten als Folge einer Frequenzmodulation auftritt, oder ob die Ursache dafür besser als Phasenmodulation bezeichnet wird. Ihm wird es genügen, zu wissen, daß die Frequenzmodulation streng genommen ein Sonderfall [23, 24] der Phasenmodulation ist und sich die eine Modulationsart in einigen aus Tabelle I (Seite 18 bis 21) ersichtlichen Punkten von der anderen unterscheidet.

Aus all diesen Gründen wird im folgenden Abschnitt immer nur schlechthin von Frequenzmodulation gesprochen.

Wie der Name andeutet, wird im Gegensatz zur Amplitudenmodulation bei der Frequenzmodulation [9] die Frequenz der zu modulierenden Trägerwelle durch die Modulation verändert. Dabei bleibt die modulierte Trägeramplitude unverändert, also konstant. Das schematische Aussehen einer frequenzmodulierten Hochfrequenzschwingung zeigt **Bild 6.** Da die Hf-Amplitude konstant ist, ergibt sich als wesentliches Modulationsmerkmal der wechselnde Abstand der hochfrequenten Nulldurchgänge.

Auch bei der Frequenzmodulation läßt sich nun die modulierte Hf-Welle in die eigentliche (mittlere) Trägerfrequenz und eine Anzahl Paare von Seitenbandfrequenzen unterschiedlicher Amplitude aufspalten:

$$u = u_0 \sin (\omega_0 t + M \sin 2\pi f_n t),$$

mit u = frequenzmodulierte Hf-Spannung
u_0 = Hf-(Träger-)Amplitude
ω_0 = unmodulierte Trägerfrequenz $= 2\pi f_0$
M = Modulationsindex $= \dfrac{\text{Frequenzhub}}{\text{Modulationsfrequenz}} = \dfrac{\Delta f_0}{f_n}$
f_n = Modulationsfrequenz.

Die Seitenbandfrequenzen sind übrigens mit Hilfe eines Suchtonverfahrens auch experimentell nachweisbar. Ihr Platzbedarf im Frequenzspektrum entspricht etwa dem doppelten Frequenzhub, ohne jedoch von diesem abhängig zu sein. Der Frequenzhub wird durch die mittlere Amplitude der Modulationsfrequenz (also den niederfrequenten Sollpegel) bestimmt und bei den deutschen UKW-FM-Rundfunksendern auf maximal ± 75 kHz, in Osteuropa auf ± 50 kHz, eingestellt. Diese Werte stellen Kompromisse dar zwischen dem für gute Störbefreiung erforderlichen großen Frequenzhub und dem mit größer werdender Bandbreite zunehmenden Rauschen im Empfänger.

Während also der Frequenzhub durch die Amplitude der Modulationsfrequenz bestimmt wird, ist die Modulationsfrequenz selbst maßgebend für die Geschwindigkeit der Trägerfrequenzänderung innerhalb der Grenzen des Frequenzhubes, mit

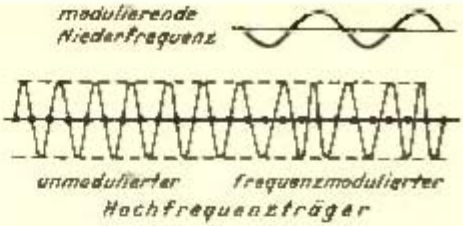


Bild 6. Frequenz- oder Phasenmodulation einer Hochfrequenzschwingung

anderen Worten: sie ist maßgebend dafür, wie oft in der Sekunde die Trägerfrequenz den Frequenzhub durchläuft.

Bei der Frequenzmodulation ist der Modulationsgrad

$$= \frac{\text{Frequenzhub}}{\text{Trägerfrequenz}}$$

immer kleiner als 1 und für den niederfrequenten Sollpegel konstant. Maßgebend für den Modulationsvorgang ist vielmehr der

$$\text{Modulationsindex} = \frac{\text{Frequenzhub}}{\text{Modulationsfrequenz}}.$$

Bei kleinem Modulationsindex ergeben sich wie bei der Amplitudenmodulation ebenfalls nur zwei Seitenbandfrequenzen im Abstand $\pm f_n$ von der mittleren Trägerfrequenz f_0, allerdings mit entgegengesetzter Phase. In der Praxis ist der Modulationsindex fast immer groß (3...7 : 1), so daß sich stets unendlich viele Seitenbandfrequenzpaare ergeben. Dabei werden die Amplituden der Seitenbandfrequenzen mit zunehmender Modulationsfrequenz im großen und ganzen kleiner. Die Amplitude der unmodulierten Trägerfrequenz für sich kann, wie die Berechnung mittels der bekannten Besselfunktionen zeigt, kleiner als die Seitenbandfrequenzen, ja sogar null, werden. In jedem Augenblick ist nämlich die Summe der Quadrate aller Einzelamplituden = 1, während sich die äquivalente Größe bei der Amplitudenmodulation dort nach dem Modulationsgrad richtet und kleiner als die dort konstante Amplitude der Trägerfrequenz selbst ist. Praktisch bedeutet das, daß der frequenzmodulierte Sender immer mit Oberstrichleistung fährt und infolgedessen einen höheren Gesamtwirkungsgrad aufweist als der AM-Sender, dessen Wirkungsgrad vom jeweiligen Modulationsgrad abhängt.

Tabelle 1.

Spalte	Verfahrensmerkmale	Amplitudenmodulation
1	Die Modulationsamplitude bestimmt:	die Amplitude der (konstanten) T frequenz (Amplitudenhub)
2	Die Modulationsfrequenz bestimmt:	die Bandbreite der modulierten H Schwingung
3	Modulationsgrad =	$\frac{\text{Modulationsfrequenzamplitude}}{\text{Hochfrequenzamplitude}}$ normal: 30 % max.: 70...80 %
4	Maßgebend für die Modulation ist jedoch:	(der Modulationsgrad)
5	Für Rundfunkzwecke erforderliche hochfrequente Bandbreite:	2 × max. Modulationsfrequenz f_n Das Spektrum für mehrere Mo lationsschwingungen entsteht additi den Einzelspektren
6a	Folgende, von außen kommende Störungen treten auf:	atmosphärische und irdische (el. Ge frequenzbenachbarte Sender, Kreu dulation, Luxemburgeffekt, Fading
6b	Die Störungen beeinflussen:	die Hf-, Zf- und Nf-Amplitude
7	Für gute Übertragung erforderliches Signal-/Störverhältnis:	100:1...300:1 = 40...50 dB = 4,6...5,
8	Geräteeigene Verzerrungen (Klirrfaktor) durch:	Nichtlinearitäten im Übertragung z. B. Röhrenkennlinienkrümmung
9	Besonderheiten des Senders:	Modulation in der Leistungsstufe

Fortsetzung der T

Übersicht über Modulationsverfahren

Phasenwinkelmodulationsarten:	
Phasenmodulation (Nullphasenwinkelmodulation)	**Frequenzmodulation**
den Phasenhub (Nullphasenwinkelhub)	die Trägerfrequenzänderung bei konstanter Träger-Summen-Amplitude, also den Frequenzhub
den Frequenzhub und die Phasenabweichung	den reziproken Phasenhub bzw. die Geschwindigkeit, mit der die Trägerfrequenz den Frequenzhub durchläuft
Wert des Phasenhubes	$\frac{\text{Frequenzhub } \Delta f_\sigma}{\text{mittl. Trägerfrequenz } f_0} < 1$
der Modulationsindex (= konstant für gegebenen Mod.-Grad) = Phasenhub = Phasenmodulationsgrad	der Modulations-Index = $\frac{\text{Frequenzhub } \Delta f_\sigma}{\text{Modulationsfrequenz } f_n}$ (z. B. = 5) = Phasenhub, wenn: $\Delta f_\sigma > f_n$
≈ wie bei Frequenzmodulation	3...7 × max. Modulationsfrequenz $f_n \approx 2 \times$ Frequenzhub (bei großem Mod.-Index). Es treten Kombinationsfrequenzen der Modulationsfrequenzen auf, deren Amplituden sich multiplikativ aus den ursprünglichen Amplituden ergeben
≈ wie bei Frequenzmodulation	Zündkerzen- und ähnl. Störungen. / Bei unvollkommener Ampl.-Begrenzung: kleine Störspannungen frequenzbenachbart. Sender
die Phasenabweichung	den Phasenhub
größer als bei Frequenzmodulation, viel kleiner als bei Amplitudenmodulation	2:1...3:1 = 6...9,6 dB = 0,7...1,1 Np
Schaltelemente mit nichtlin. Frequenzabhängigkeit der Phase und durch auftretende Amplitudenmodulation	Schaltelemente mit nichtlinearer Frequenzabhängigkeit der Phase und durch Auftreten von Amplitudenmodulation
Modulation in oder hinter der Steuerstufe	Modulation in der Steuerstufe. Nutzmodulationsgrad = $\Delta f_\sigma : f_n > 1$!

siehe Seite 20 und 21

Tabelle I. (Fortsetzung)

Spalte	Verfahrensmerkmale	Amplitudenmodulation
10	Besonderheiten des Empfängers:	Schwundregelung
11	Vorteile des Verfahrens:	a) einfachere, leichter zu bauende und abzugleichende Empfänger b) kleinere Bandbreite erforderlich c) auf allen Wellenbereichen möglich
12	Nachteile des Verfahrens:	a) schlechter Gesamtwirkungsgrad des Senders, weil Modulationsgrad immer unter 100 %. Wegen Modulation in der Leistungsstufe: zusätzlicher Leistungsaufwand. Durch leistungssparende Modulationsverfahren nur wenig Besserung b) bei überfüllten Wellenbereichen: zu geringe Bandbreite verfügbar c) schwer zu unterbindende Empfangsbeeinträchtigungen durch Amplitudenempfindlichkeit, großer Selektionsaufwand für kleine Störungen; d) s. Spalte 71

Für die Anwendung der Frequenzmodulation ergibt sich als bestechender Vorzug die Störungsarmut des Übertragungsweges, die sich aus zwei Gründen einstellt:

1. Die Möglichkeit, im Empfänger einen Amplitudenbegrenzer oder einen amplitudenunabhängigen Demodulator zu verwenden,

Übersicht über Modulationsverfahren

Phasenwinkelmodulationsarten:	
Phasenmodulation (Nullphasenwinkelmodulation)	**Frequenzmodulation**
≈ wie bei Frequenzmodulation	Amplitudenbegrenzer oder amplitudenunabhängige Demodulatoren, spezielle UKW- und Phasenprobleme
≈ wie bei Frequenzmodulation mit Preemphasis (Seitenbandamplitude bleibt hier über NF-Bereich konstant, während sie bei Frequenzmodulation ohne Preemphasis nach höheren Modulationsfrequenzen abnimmt)	a] praktisch leistungslose Modulation, hoher Senderwirkungsgrad b] weniger Selektionsmittel beim Empfänger: lineare Kreise leichter herstellbar als lineare Röhren, s. Spalte 8 c] musikalisch hochwertiger Empfang bei genügender Bandbreite d] größere störungsfreie Reichweite bei gleicher Senderleistung e] Signal/Störverhältnis durchweg 10...30 dB besser als bei AM, größere Dynamik f] bei gleicher NF-Bandbreite 30 dB kleineres Kreis- und Röhrenrauschen g] s. a. Spalten 6 und 7
a] gegenüber Frequenzmodulation größerer Senderaufwand, b] von zwei frequenzmäßig eng benachbarten Sendern wird nur der stärkere empfangen, sonst wie bei Frequenzmodulation	a] auf UKW beschränkt, da große Bandbreite erforderlich b] bei UKW: geringe Reichweite c] etwas höherer technischer Aufwand bei Empfänger und Antenne d] akustische Rückkopplung leichter als bei AM-Geräten möglich (dort nur bei verstimmten Kreisen) e] gegenüber Phasenmodulation schwierigere Senderstabilisierung [30]

führt zur Eliminierung aller Feldstärkeschwankungen und amplitudenmodulierten Störungen innerhalb des Empfangsbereiches.

Bei FM-Betrieb im UKW-Bereich tritt hierzu noch die bereits besprochene Armut dieses Gebietes an atmosphärischen und irdischen Störern.

2. Der Frequenzhub kann ein Mehrfaches der zu übertragenden Niederfrequenz sein, wodurch der Modulationsindex entsprechend hoch wird. Der Störpegel bei Frequenzmodulation ist aber z. B. gleich dem Störpegel bei Amplitudenmodulation, geteilt durch den $\sqrt{3}$fachen Modulationsindex [22], so daß praktisch mit zunehmendem Modulationsindex die Störbefreiung besser wird. Die Folge ist, daß man bei Frequenzmodulation empfangsseitig mit kleineren Feldstärken auskommt als bei Amplitudenmodulation.

Tabelle I gibt einen zusammenfassenden Überblick über die Unterschiede zwischen Amplituden-, Phasen- und Frequenzmodulation und zeigt die daraus resultierenden Vor- und Nachteile auf. Die dort in den Spalten 1 bis 4 angegebenen grundsätzlichen Unterschiede (Definitionen) zwischen Phasen- und Frequenzmodulation gelten nur bei Modulation mit einer sinusförmigen Schwingung. In der Praxis, also bei Modulation mit dem üblichen Niederfrequenzgemisch, werden die Zusammenhänge derartig kompliziert, daß sich die beiden Phasenwinkel-Modulationsarten kaum noch unterscheiden lassen.

1.3 UKW-FM-Sendetechnik

Grundsätzlich läßt sich eine echte Frequenzmodulation des Senders schon dadurch erzielen, daß ein Kondensator-Mikrofon parallel zum Senderschwingkreis gelegt wird, so daß die Sendefrequenz im Rhythmus der von der Sprache verursachten Membranschwingungen und damit zusammenhängenden Kapazitätsänderungen verstimmt wird, und zwar mit einem Frequenzhub, der der Lautstärke, und einer Frequenzänderungsgeschwindigkeit, die der Modulationsfrequenz entspricht. Die hohen Forderungen an die Sendetechnik, z. B. hinsichtlich eines vorgegebenen symmetrischen Frequenzhubes, werden jedoch durch eine derartig einfache Anordnung nicht erfüllt. Neben anderen Möglichkeiten wird daher gern eine als Blindwiderstand geschaltete Röhre (Reaktanzröhre) zur Frequenzmodulation verwendet. Ihre Arbeitsweise ist grundsätzlich von der automatischen Scharfabstimmung her bekannt [35].

Die Röhre wird mit einem aus Widerstand und Kapazität oder Widerstand und Induktivität bestehenden Spannungsteiler so

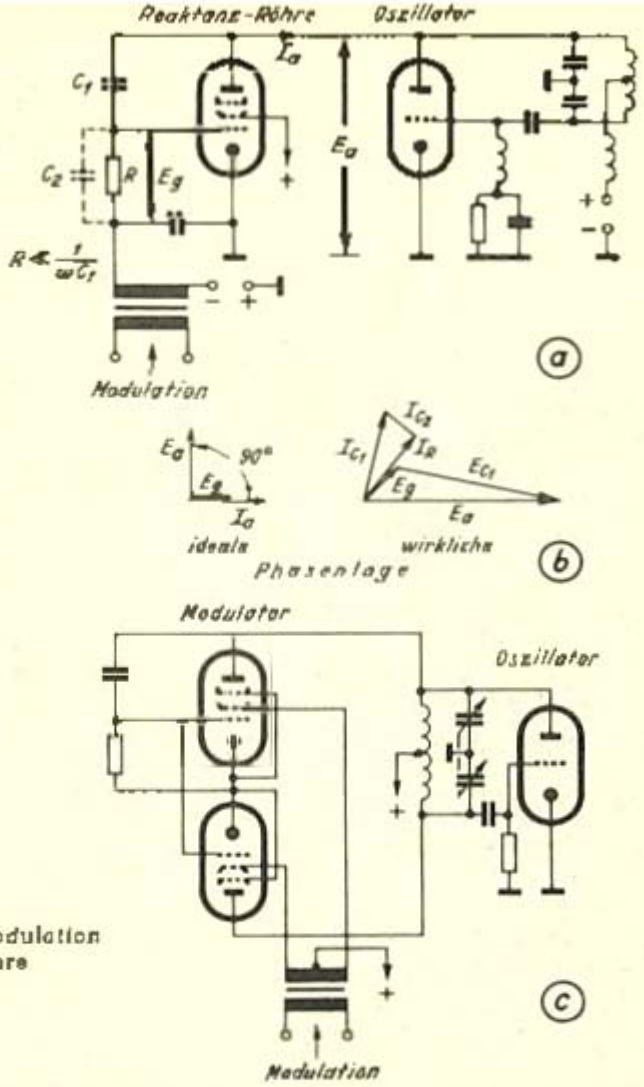


Bild 7. Prinzip der Modulation mit Reaktanzröhre

zusammengeschaltet, daß ihre Gitterspannung um 90° gegen die zwischen Anode und Katode liegende Gesamtspannung verschoben ist (Querkopplung, **Bild 7a**). Wichtig für die 90°-Bedingung ist, daß die Impedanz des zwischen Gitter und Anode liegenden Spannungsteilergliedes groß gegen die des Gliedes ist, das zwischen Gitter und Katode liegt. Zur Verbesserung der gewünschten Phasendrehung und zum Ausschluß unerwünschter Amplitudenmodulation wendet man hierbei gern mehrfache

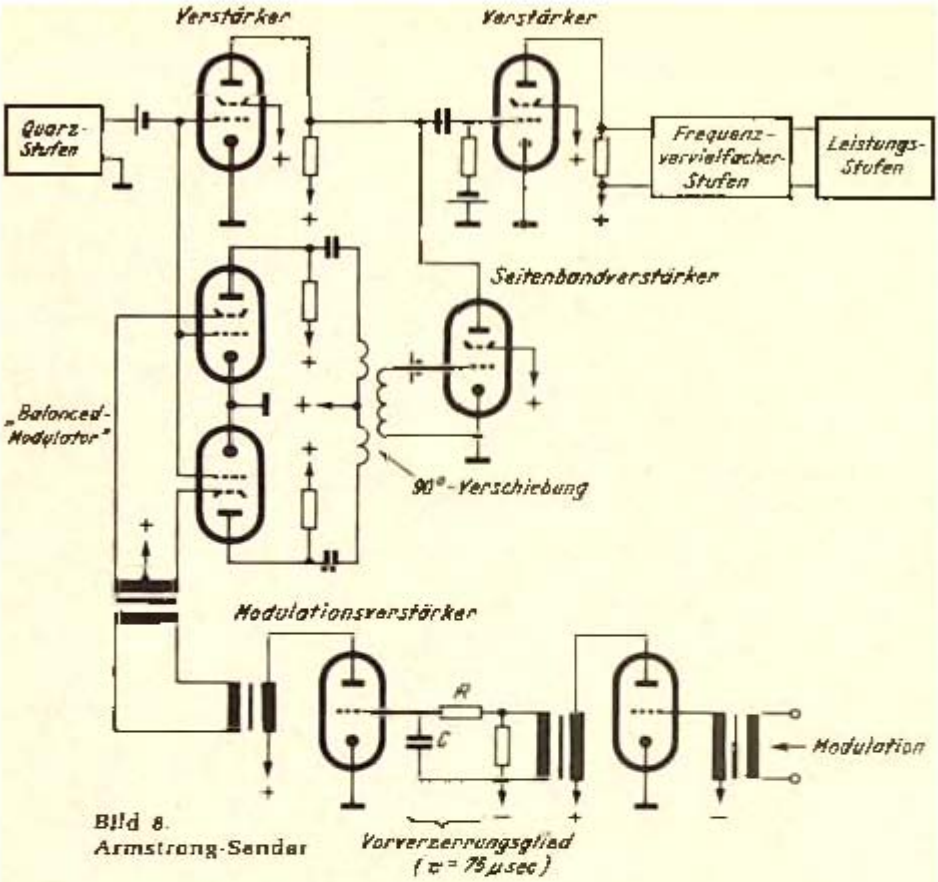


Bild 8.
Armstrong-Sender

Spannungsteilung an. Wird die geschilderte Anordnung dem Oszillator bzw. dessen Schwingkreis parallelgeschaltet, so wirkt sie durch die gittergesteuerte Änderung ihrer Steilheit und damit ihrer dynamischen Kapazität je nach dem Grad dieser Änderung bzw. der Querkopplungsphase als parallelgeschaltete Induktivität oder Kapazität (Bild 7b). In der Praxis baut man mit der Reaktanzröhre einen Gegentaktmodulator auf (Bild 7c), in welchem Betriebsspannungsschwankungen und dadurch hervorgerufene Amplituden- und Frequenzänderungen kompensiert werden. Diese Modulationsanordnung ergibt bei geringem Aufwand unmittelbar eine echte Frequenzmodulation, während der in **Bild 8** gezeigte Armstrong-Sender die Frequenzmodulation auf dem Umweg über eine Phasenmodulation erreicht. Die von der Quarz-

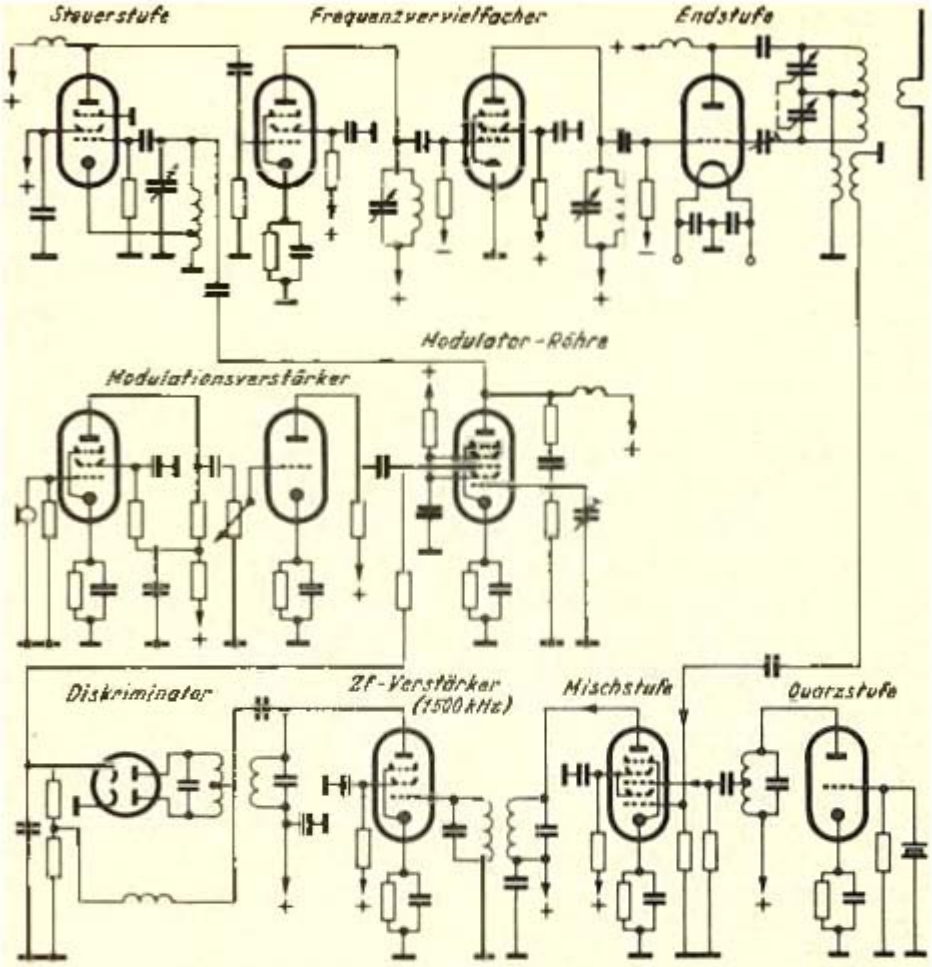


Bild 9. Crosby-FM-Sender

stufe erzeugte Hochfrequenz wird über eine Trennstufe (in Bild 8 nicht gezeichnet) zwei Kanälen zugeführt. Während in dem ersten Kanal die Hochfrequenzschwingung unverändert weiter verstärkt wird, gelangt sie im zweiten Kanal an einen Gegentaktmodulator, in welchem sie moduliert wird. Hierbei fällt die Trägerschwingung heraus. Die erst amplitudenmodulierten, um 90° phasenverschobenen Seitenbänder werden nun dem unverändert verstärkten Trägerkanal zugesetzt, wodurch sich eine Phasenmodulation ergibt. In den darauffolgenden Vervielfacherstufen werden

Trägerfrequenz und Frequenzhub gemeinsam auf ihre Sollwerte vervielfacht.

Eine andere Schaltungsart zeigt der Crosby-Sender. Seine Stufenfolge geht aus **Bild 9** hervor. Der Steuersender ist in ECO-Schaltung (wegen deren frequenzstabilisierender Wirkung) aufgebaut. Die Modulatorröhre ist als Reaktanzröhre geschaltet und dem Schwingkreis des Steuersenders parallelgeschaltet, so daß hier eine echte Frequenzmodulation entsteht. Interessant ist die Steuerung der Modulatorstufe über eine Superhet-Schaltung, deren Mischröhre die Spannung der Quarzstufe mit einer vom Senderausgang abgenommenen kleinen Hochfrequenzspannung multiplikativ mischt und die entstehende Zwischenfrequenz (etwa 1 500 kHz) verstärkt in den die Regelspannung erzeugenden Phasenbrücken-Diskriminator abgibt. Bis auf die Leistungsstufen verwendet dieser Sender normale Hf-Empfängerröhren. Heute werden die Quarz- und Steuerstufen (meist 0,1...1 W) der UKW-Sender mit Transistoren bestückt. Die Ausgangsleistungen der Senderendstufen liegen im allgemeinen zwischen 0,1 und 10 kW (die Strahlungsleistungen sind meist höher). **Bild 10** zeigt einen der ersten Sender [17], der bereits in der heute allgemein üblichen Gestellbauweise (DIN 41490 und 41493) aufgebaut wurde. Dieser 250-W-Sender hatte eine 7-W-Steuerstufe (43...54 MHz) und fünf Hf-Verstärkerstufen, von denen drei der Frequenzvervielfachung dienten. Die Endtriode wurde in Gitterbasisschaltung betrieben, und für die Frequenzkonstanz ($\pm$ $1 \cdot 10^{-5}$) sorgte eine quarzgesteuerte Regelschaltung.

Die Daten neuerer Sender für den Frequenzbereich 87,5 bis 108 MHz folgen den CCIR[3])-Empfehlungen und den ARD[4])-Bedingungen und eignen sich nach Einbau eines Stereocoders (vgl. Abschnitt 3.4) auch für Stereosendungen.

Den Sendern des UKW-FM-Rundfunks standen ursprünglich (nach dem Stockholmer Wellenplan von 1952) 43 Kanäle von je 300 kHz Breite im Bereich von 87 bis 100 MHz zur Verfügung. Um in diesem nur wenig (bis 104 bzw. 108 MHz) erweiterungsfähigen Bereich mehr Sender unterbringen zu können, wurde

[3]) CCIR = Comité Consultatif International des Radiocommunications.

[4]) ARD = Arbeitsgemeinschaft der öffentlich-rechtlichen Rundfunkanstalten der Bundesrepublik Deutschland.

Tabelle II. Kanäle des Bereiches II (UKW) im CCIR-Band 8 (Meterwellen 10...1 m ≙ 30...300 MHz VHF) auszugsweise; Wellenlängen aufgerundet

Kanal Nr.	Int. Zhlg.	f MHz	λ m	Kanal Nr.	Int. Zhlg.	f MHz	λ m	Kanal Nr.	Int. Zhlg.	f MHz	λ m
(1)	–	87,3	3,436	7⁻	15	89,0	3,371	15°	40	91,5	3,279
				7°	16	89,1	3,367	20°	55	93,0	3,228
2°	1	87,6	3,425	7⁺	17	89,2	3,363	25°	70	94,5	3,175
2⁺	2	87,7	3,421	8⁻	18	89,3	3,359	30°	85	96,0	3,125
3⁻	3	87,8	3,417	8°	19	89,4	3,356	35°	100	97,5	3,077
3°	4	87,9	3,413	8⁺	20	89,5	3,352	40°	115	99,0	3,030
3⁺	5	88,0	3,409	9⁻	21	89,6	3,348	43⁻	123	99,6	3,008
4⁻	6	88,1	3,405	9°	22	89,7	3,344	43°	124	99,9	3,003
4°	7	88,2	3,401	9⁺	23	89,8	3,341	43⁺	125	100,0	3,000
4⁺	8	88,3	3,398	10⁻	24	89,9	3,337	45°	130	100,5	2,995
5⁻	9	88,4	3,394	10°	25	90,0	3,333	50°	145	102	2,941
5°	10	88,5	3,390	10⁺	26	90,1	3,330	55°	160	103,5	2,899
5⁺	11	88,6	3,386	11⁻	27	90,2	3,326	58⁻	167	103,7	2,893
6⁻	12	88,7	3,382	11°	28	90,3	3,322	58°	168	103,8	2,890
6°	13	88,8	3,378	11⁺	29	90,4	3,319	58⁺	169	103,9	2,887
6⁺	14	88,9	3,375	usw.							

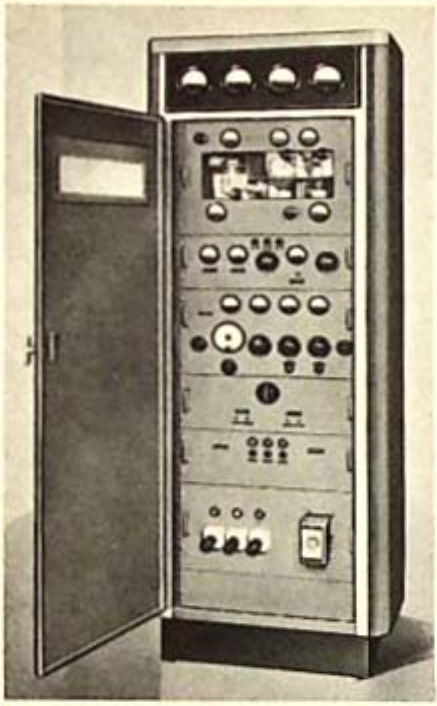
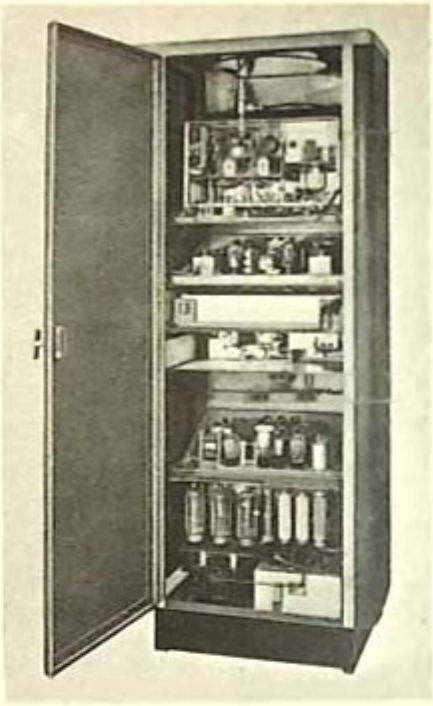


Bild 10. Ein 250-W-UKW-FM-Versuchssender, links mit geöffneter Frontür, rechts Einblick von der Rückseite (Rohde & Schwarz)



Der erste deutsche UKW-Rundfunksender wurde am 28. 2. 1949 vom Bayerischen Rundfunk in Betrieb genommen

das 300-kHz-Raster 1961 auf 100 kHz Kanalabstand eingeengt, so daß jeder der Kanäle 2 bis 43 bzw. 56 drei Sender aufnimmt. Ihre Nennfrequenzen werden durch hochgestellte Indizes gekennzeichnet, die ihre Lage zur Kanalmittenfrequenz angeben. **Tabelle II** gibt hierzu einige Beispiele.

Wegen der begrenzten Reichweite der Ultrakurzwellen sind zur Versorgung großer Gebiete mit demselben Programm mehrere Sender erforderlich. Zur Einsparung kostspieliger Modulationsleitungen zwischen Zentral- und Tochtersendern bedient man sich vielfach des Ball-Empfangs, bei dem hochwertige Ballempfänger die Sendung des Zentralsenders aufnehmen, demodulieren und als Nf-Modulation dem zugeordneten Tochtersender zuführen. Der als Gestelleinschub ausgebildete Ballempfänger EBU 3137 (**Bild 11**) eignet sich auch für Stereoempfang wie für

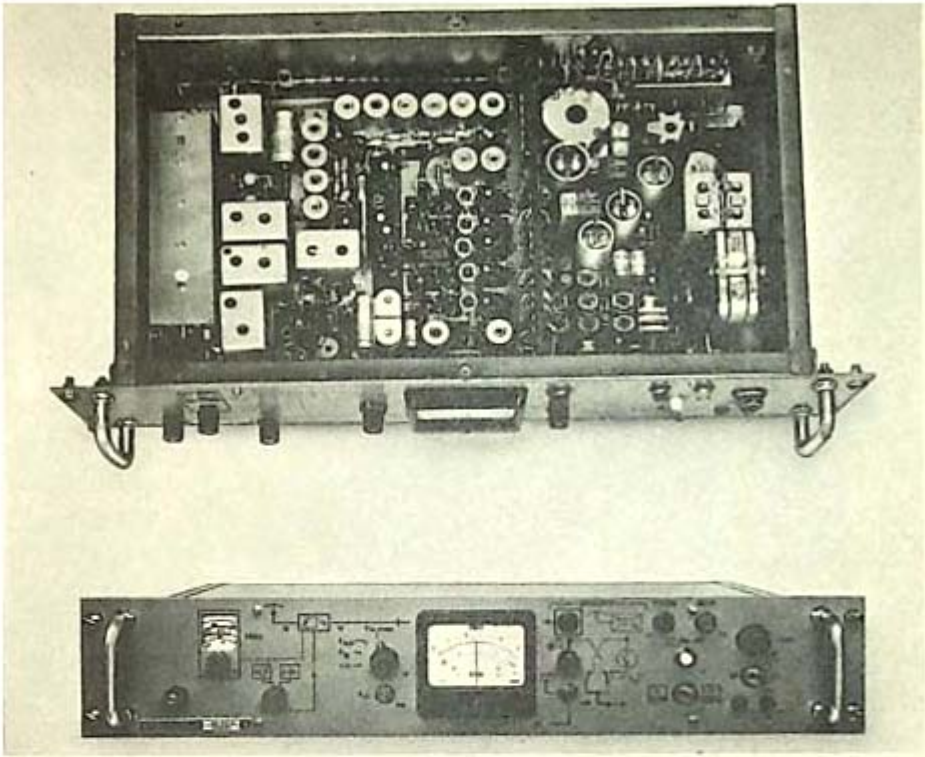


Bild 11. Innen- und Frontansicht des UKW-Ballempfängers EBU 3137 (Telefunken)

das Diversity-Verfahren, bei dem zur Erhöhung der Betriebssicherheit mit zwei gleichen Empfängern gearbeitet wird. Dazu enthält der Ballempfänger eine selbsttätige Umschalteinrichtung, die den jeweils besser arbeitenden Empfänger bzw. das Reservegerät einschaltet, wenn der bevorrechtigte Empfänger ausfällt oder schlechter versorgt wird.

1.4 UKW-FM-Empfangsantennen

Mit Ausnahme von Gehäuse- und Autoausführungen gleichen UKW-Antennen äußerlich vereinfachten Fernsehantennen von mittleren Abmessungen. Wie jene sind es abgestimmte Antennen, deren Maße in bestimmten Verhältnissen zu ihrer Eigen-

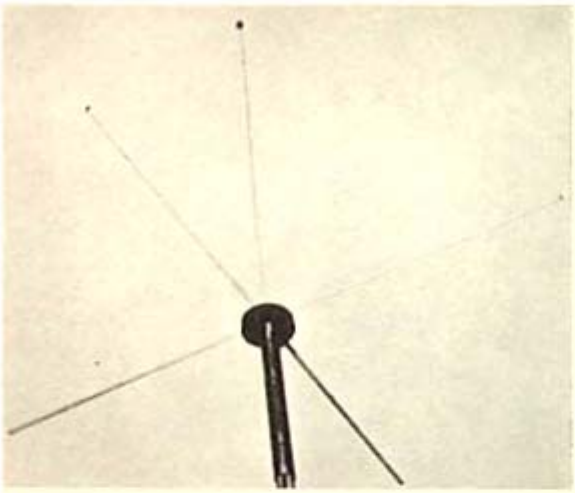


Bild 12. Kreuz-(Rundempfangs-)Dipol am Antennenkopf einer Wisi-Gemeinschaftsantenne

welle stehen. Meist wird ihre wirksame Länge etwa gleich der halben Betriebswellenlänge λ gemacht, so daß man von $\frac{\lambda}{2}$-Dipolen spricht. Bei der Konstruktion von Dipolen für frequenzmodulierte Hochfrequenz ist zu beachten, daß sie ein verhältnismäßig breites Frequenzband symmetrisch aufnehmen müssen, ohne daß andere Strahlungseigenschaften darunter leiden. Außerdem spielen hier die sogenannte Polarisation (Schwingungsebene der abgestrahlten Welle) und ihre Strahlungscharakteristik (Richtwirkung) eine wichtige Rolle.

Da die UKW-FM-Antennen und ihre Anpassung ausführlich in Band 8 und 50 der Radio-Praktiker-Bücherei besprochen werden, können wir uns hier darauf beschränken, das typische Aussehen dieser Dipole an Hand der **Bilder 12** und **13** wiederzugeben.

Während für den monauralen Rundfunkempfang („Mono") in gutversorgten Gebieten Rundempfangsantennen (wie in Bild 12) ausreichen, ist ein qualitativ hochwertiger Stereoempfang und Monoempfang bei hohen Ansprüchen nur mit Richtantennen möglich. Für Monoempfang genügt meist ein Dipol mit Reflektor, während die Antenne für Stereoempfang zusätzlich mindestens zwei Direktoren aufweisen sollte. Der Grund für diese Forderung liegt in dem rund zehnfach höheren Spannungsbedarf des Empfängers für Stereoempfang (mindestens 100 µV, gegenüber 10 µV

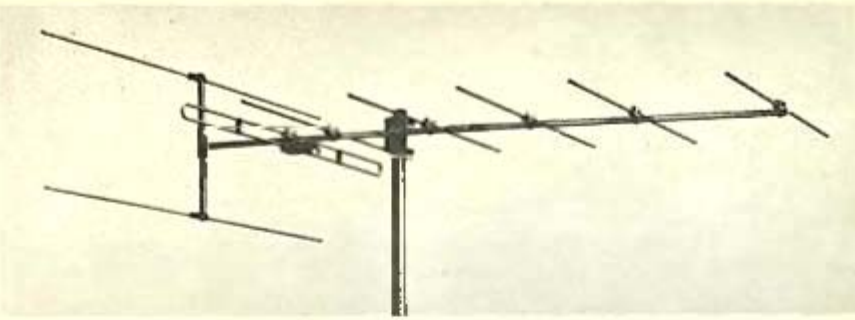


Bild 13. Scharf bündelnde UKW-Richtantenne mit hohem Gewinn für Stereo-Empfang (Wisi US 08)

bei Monoempfang), weil der Demodulator in einem weit größeren Bereich als bei Monoempfang linear arbeiten muß, um Übersprechen bzw. Kreuzmodulation zwischen Haupt- und Hilfsträgersignal der Stereoübertragung zu vermeiden (s. Abschn. 3.4).

Die Richtwirkung bzw. das Vor-/Rück-Verhältnis oder die Rückdämpfung einer Richtantenne (vgl. RPB 84) ist für den UKW-Empfang weniger kritisch als beim Fernsehen, hat jedoch einen meßbaren und unter ungünstigen Umständen auch hörbaren Einfluß auf den Klirrfaktor der Wiedergabe, wenn die Hauptempfangsrichtung der Antenne von der Sendereinfallrichtung abweicht. Hinzu kommen Interferenzverzerrungen beim Zusammentreffen direkter und auf Umwegen reflektierter Wellenzüge desselben Senders, die bei Stereosendungen wegen der größeren Nf-Bandbreite häufiger auftreten als bei Monoempfang, bei dem erst Umwege über 10 km zu solchen Störungen führen können, während bei Stereoempfang hierfür schon 4 km Umweg ausreichen.

Die dann hörbaren Störungen können bei entsprechender Phasenlage dem Zischen ähneln, das als sogenannter Spuckeffekt bei Sprachsendungen (besonders mit Frauenstimmen) bekannt wurde. Dieser Spuckeffekt hat jedoch eine andere Ursache; er tritt vorzugsweise bei kurzzeitiger Übermodulation des Senders infolge hoher Preemphasis (vgl. Seite 68) auf, wenn der Empfänger den normalisierten Frequenzhub nicht verarbeiten kann [48]. Hiergegen helfen nur sorgfältig dimensionierte Empfänger oder aber sendeseitige Begrenzung des Frequenzhubes auf ± 50 kHz und der Preemphasis auf 25 µs.

2 Bausteine der UKW-FM-Empfänger

2.0 Allgemeines

Gegenüber der klassischen Rundfunktechnik sind beim UKW-FM-Empfänger einige neue Gesichtspunkte wichtig:

A. Verwendung hoher Frequenzen bedeutet:

a) Niedrige Resonanzwiderstände der Kreise, kleine Stufenverstärkungen, hohe Stufenzahl, Abschirmungszwang.

b) Einfluß der Röhren- oder Transistorbauart, der Elektrodenkapazitäten und Eingangsimpedanzen.

c) Einfluß der Verdrahtungskapazitäten und -induktivitäten einschließlich des Frequenzganges von Überbrückungskondensatoren nicht mehr vernachlässigbar.

d) Sorgfältige Entkopplung der Stromversorgung, einschließlich der Heizleitungen in röhrenbestückten Geräten.

e) Temperaturkompensation der frequenzbestimmenden Teile. Stabilisierung der Speisespannungen.

B. Anwendung von Frequenzmodulation bedeutet:

a) Breitbandverstärkung, linearer Frequenzgang, kleine Stufen-Ausgangswiderstände, geringe Stufenverstärkung, hohe Stufenzahl, Zwang zu sorgfältigem Aufbau und Abschirmung.

b) Frequenz- bzw. phasenabhängige Demodulation, bei zusätzlicher Amplitudenabhängigkeit ist Amplitudenbegrenzung erforderlich.

c) Abhängigkeit des Klirrfaktors vom Phasengang der Stufen und Kreise sowie von Laufzeitverzerrungen. Genaue Symmetrierung in Gegentaktstufen und -demodulatoren. Kritische Bandfilterkopplungen und -bedämpfungen.

d) Großzügige Auslegung des Nf-Teils wegen der großen Nf-Bandbreite und für Stereoempfang.

e) Größerer Bedarf an Meßmitteln zum Empfängerabgleich als bei AM-Geräten.

Unbeschadet der weitgehenden Standardisierung der Empfängerschaltungen kann man auch in der UKW-FM-Technik zwei Empfangsverfahren anwenden:

1. den Geradeausempfänger in Detektorschaltung mit Flankendemodulation, in Superregenerativschaltung mit UKW-Vorstufe oder als Breitbandverstärker mit Diskriminator vor dem Nf-Teil;

2. den Superhet mit einem grundsätzlichen Aufbau nach **Bild 14.**

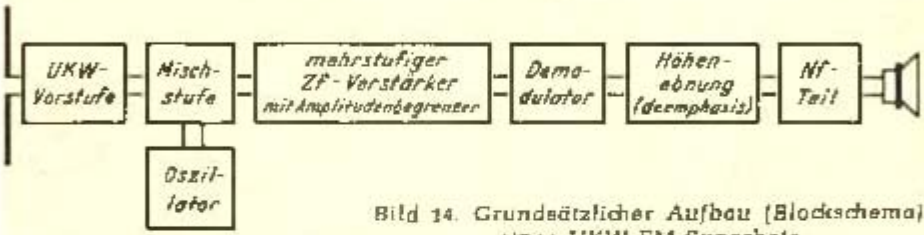


Bild 14. Grundsätzlicher Aufbau (Blockschema) eines UKW-FM-Superhets

Geradeausempfänger sind allenfalls für Versuchszwecke und dort, wo es auf sparsamsten Aufbau ankommt, zu verwenden; an sich sind sie nicht gebräuchlich. Reine UKW-Superhetschaltungen nach Bild 14 werden im allgemeinen nur für kommerzielle Geräte und gelegentlich auch in Taschengeräten verwendet. In der Regel sind sie mit AM-Empfangsschaltungen zu Heim-, Reise- und Taschengeräten kombiniert. Der Vollständigkeit nach kann man noch unterscheiden zwischen reinen UKW-Zusatzgeräten mit Nf-Ausgang ohne Nf-Verstärker, die in der Anfangszeit des UKW-FM-Rundfunks auch industriell gefertigt wurden (vgl. Abschnitt 4), und vollständigen Empfängern mit oder ohne AM-Bereiche. Eine dritte Geräteart kam in Gestalt der sogenannten Steuergeräte mit der Hi-Fi- und der Stereo-Technik auf. Diese Steuergeräte sind meist hochgezüchtete AM/FM-Superhets mit Nf-Ausgang, aber ohne Nf-Verstärker zur Aussteuerung hochwertiger Mono- oder Stereo-Verstärkeranlagen. Zusatz- und Steuergeräte haben mitunter keine eigene Stromversorgung, wenn sie aus den nachgeschalteten Geräten gespeist werden können. Alle genannten Gerätearten können auch für Stereoempfang ausgelegt werden.

2.1 Hochfrequenzstufen

Obgleich der Mischkopf eines Empfängers (auf Neudeutsch: Tuner) eine Funktionseinheit aus Vorstufe, Oszillator und Mischstufe bildet, wollen wir in diesem Kapitel über die Bausteine der UKW-FM-Empfänger der besseren Übersicht zuliebe die erwähnten Stufen getrennt behandeln. Auf eine Hf-Vorstufe verzichten nur sehr wenige Schaltungen, weil sie die Grenzempfindlichkeit verbessert, als Geradeausverstärker weniger rauscht als eine Mischstufe im Empfängereingang, und weil sie durch z. B. kapazitive Spannungsteilung die Störstrahlung des Oszillators auf dem Wege zur Antenne herabzusetzen hilft.

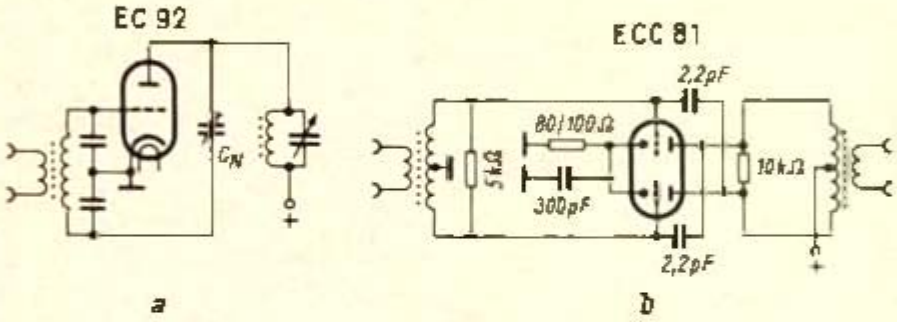


Bild 15. UKW-Vorstufen in Katodenbasisschaltung, a) mit Gitterneutralisation, b) in symmetrischer Gegentakt-Anordnung

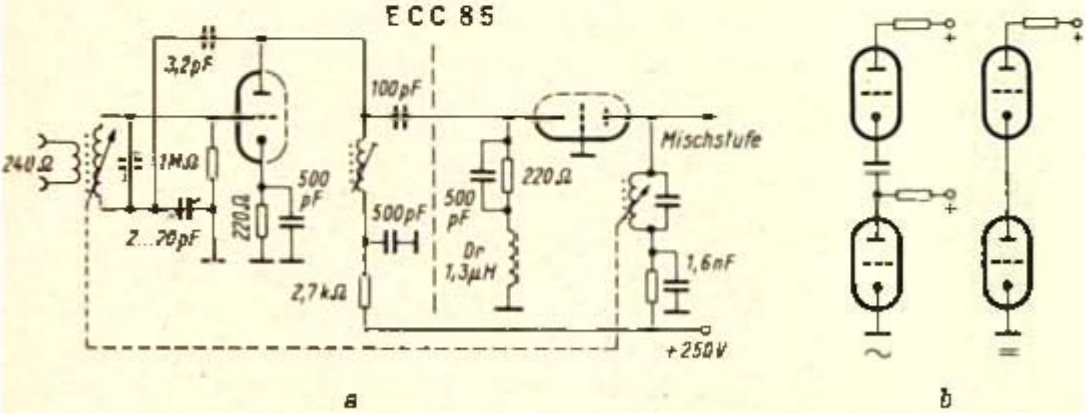
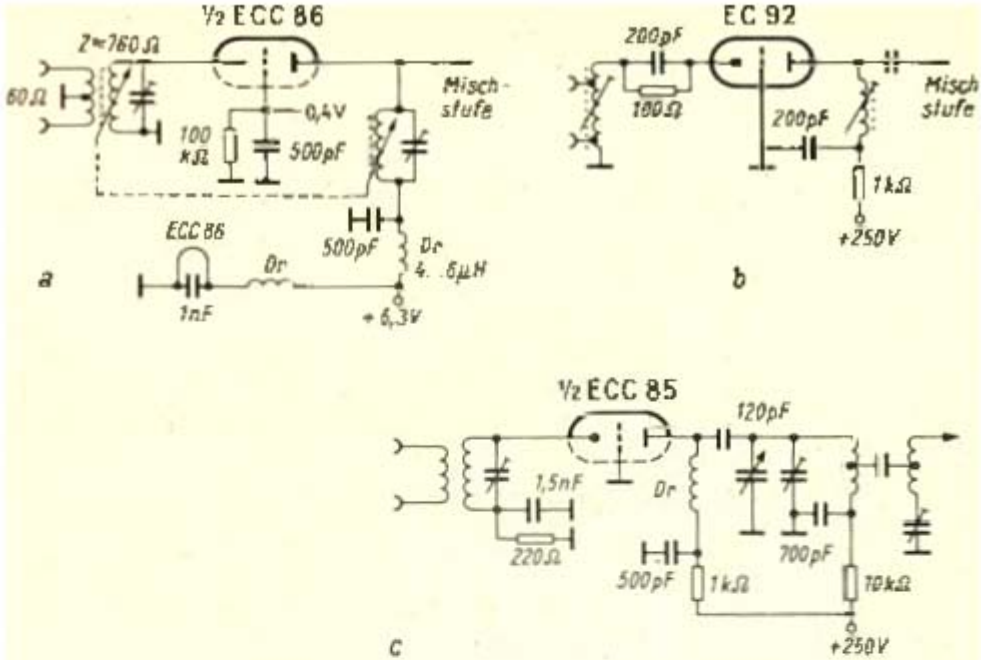


Bild 16. Cascoden-(Kaskaden-)Vorstufe, a) Schaltungsbeispiel, b) Schema der Wechselstrom- und der Gleichstromkopplung



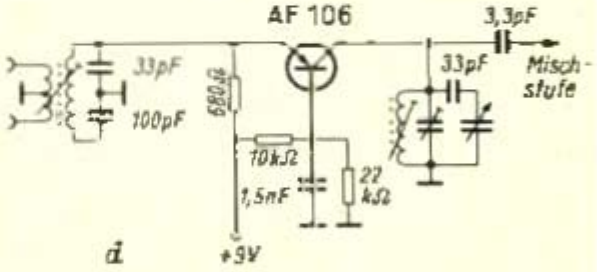
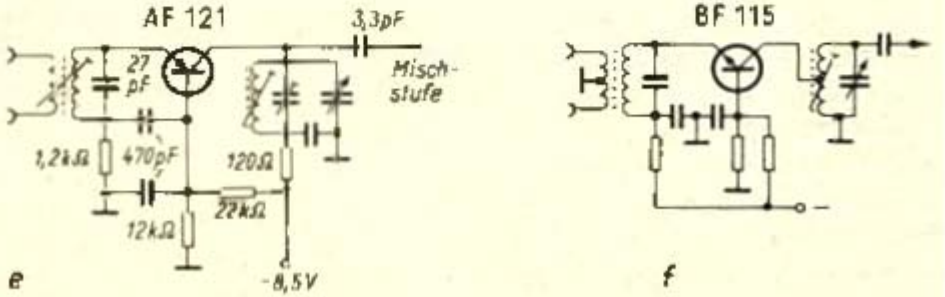


Bild 17. UKW-Vorstufen, a) bis c) mit Röhren in Gitterbasisschaltung, d) bis f) mit Transistoren in Basisschaltung



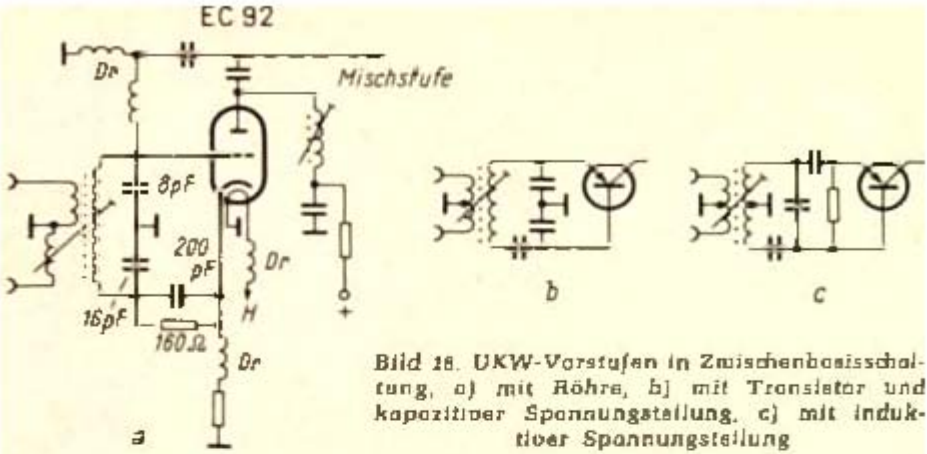


Bild 18. UKW-Vorstufen in Zwischenbasisschaltung, a) mit Röhre, b) mit Transistor und kapazitiver Spannungsteilung, c) mit induktiver Spannungsteilung

Die in der Praxis gebräuchlichen Schaltungen erfüllen teils verschiedenartige Forderungen, teils ergaben sie sich im Laufe der Zeit mit fortschreitendem Stand der Bauelementetechnik. So hatte man in der Anfangszeit nur Röhren, und zwar Pentoden mit relativ hohem Eigenrauschen, zur Verfügung, während heute der Geräteentwickler zwischen Röhren- und Halbleitertrioden mit weiten Datenspektren wählen kann. Die Miniaturisierung der übrigen Bauelemente und die Erfahrungen auf dem Gebiet der Höchstfrequenzen trugen ebenfalls zur weiteren Entwicklung der Schaltungstechnik bei. Aus der Fülle der Schaltungsvarianten vermitteln die **Bilder 15** bis **18** einige Beispiele für die vier wichtigsten Arten, deren wesentliche Eigenschaften in **Tabelle III** zusammengestellt sind. Da es wenig sinnvoll ist, die Funktion der einzelnen Bauelemente ohne Berücksichtigung der nachfolgenden Stufen zu besprechen — wir kommen in den Abschnitten 2.3, 3.1 und in späteren Kapiteln darauf zurück —, seien hier nur noch einige für Vorstufen gültige Gesichtspunkte angefügt.

Die Antenneneingänge werden in der Regel symmetrisch ausgeführt, oft mit zusätzlichen Schaltmitteln zur Störstrahlungsminderung. Der Eingangskreis wird beim Gros der Empfängerschaltungen fest auf Bandmitte und nur bei Spitzengeräten mit auf den Sender abgestimmt. Die Anpassung zwischen Eingangs- und Antennenkreis (und damit die Kopplung ihrer Spulen) richtet sich, wie auch aus Tabelle III hervorgeht, nach der Grundschaltung und danach, ob es im Einzelfall auf größte Rausch-

Tabelle III. Grundschaltungen der UKW-Vorstufen

Grundschaltung mit Röhrentrioden	Grundschaltung mit Transistoren	Vorteile	Nachteile	Neutralisation nötig
Katodenbasis- *Bild 15a, b*	Emitter- (in UKW-Vorstufen nicht üblich)	Eingangsspannungsüberhöhung durch Kreisresonanz; in Gegentaktstufen doppelte Ein- und Ausgangswiderstände, halbe Eingangskapazität	wegen kritischer Neutralisation für Breitbandstufen ungeeignet	ja, kritisch, außer in Gegentaktstufen
Cascoden- *Bild 16a, b*	(nicht üblich bei UKW-Vorstufen)	Rauschen wie Triode, Verstärkung und Rückwirkung wie Pentode; Eingangsüberhöhung, -widerstand und Verstärkung etwas höher als in Zwischenbasisschaltung	Leistungsanpassung und Rauschminimum unvereinbar	ja, unkritisch
Gitterbasis- *Bild 17a–c*	Basis- *Bild 17d–f*	geringste Rückwirkung infolge kleiner Rückwirkungskapazität, gute Spannungsteilung für Störstrahlung des Oszillators	keine Eingangsüberhöhung, kleiner Eingangswiderstand (~ 1/S), keine Mehrzweckanpassung möglich	nein; außer bei parasitären Kapazitäten
Zwischenbasis- Mischbasis- *Bild 18a*	Zwischenbasis- *Bild 18b, c*	höherer Eingangswiderstand als in vorliegender Schaltung, (geringe) Eingangsüberhöhung, Mehrzweckanpassung (Rauschen/Leistung) durch geeigneten Anzapfpunkt (Erdpunkt) erreichbar	größerer Entwicklungsaufwand	ja; um so unkritischer, je näher Anzapfpunkt an Gitter bzw. Basis liegt

armut, Leistungsanpassung oder besten Störabstand (Grenzempfindlichkeit) ankommt. Die Güte des Eingangskreises ist von untergeordneter Bedeutung, weil er ohnehin ein sehr breites Frequenzband (z. B. 1 MHz) phasenlinear verarbeiten soll. Kritisch sind dagegen Unlinearitäten des Eingangs, die zu Verzerrungen und Kreuzmodulation zwischen Oszillator und stark einfallenden Sendern Anlaß geben. Die Unterdrückung der Kreuzmodulation sollte mindestens 70 dB betragen [46].

Die Grundschaltungen erhielten ihre Namen von den für Ein- und Ausgangskreisen gemeinsamen Bezugspunkten. Bei der Zwischenbasisschaltung liegt das Bezugspotential zwischen Gitter (Gitterbasisschaltung) bzw. Basis (Basisschaltung) und Katode bzw. Emitter (Katodenbasis-, Emitterschaltung), so daß die Eigenschaften der Zwischenbasisschaltung sich je nach der genauen Lage des Anzapfpunktes (Bild 18 b/c) denen der einen oder der anderen Grundschaltung (Bild 15 oder Bild 17) nähern. Die Cascode- oder Kaskadenschaltung, bei der zwei Röhren entweder nur wechselstrommäßig oder galvanisch in einem Schaltungszug liegen (Bild 16), verbindet je eine Triode in Katoden- und in Gitterbasisschaltung zu einer Vorstufe, die die Rauscheigenschaften einer Triode mit der Verstärkung und Rückwirkungsfreiheit einer Pentode vereint.

Besonders zahlreich sind die Varianten der Grundschaltungen hinsichtlich der Neutralisation der Rückwirkungskapazitäten von Röhren und Transistoren in UKW- und Zf-Verstärkerstufen. Induktive Neutralisationszweige, die der Rückwirkungskapazität des aktiven Bauelementes parallel liegen, bekommen bei Abgleich den Charakter eines zweiten Eingangskreises (Doppelvorkreisschaltung). Allgemein bereitet die Neutralisation von Transistorstufen größere Schwierigkeiten als die der Röhrenstufen, weil beispielsweise die zu neutralisierende Rückwirkungskapazität von der Kollektorspannung abhängig sein kann oder weil eine automatische Verstärkungsregelung mit dem Arbeitspunkt auch die Neutralisationsbedingung verschiebt. Für den schwierigsten Fall, die Emitterschaltung, zeigt **Bild 19**, um wieviel komplexer hier die Verhältnisse gegenüber einer Röhrenstufe in der vergleichbaren Katodenbasisschaltung sind. In der Regel benötigt man mehrgliedrige Neutralisationsglieder, um die uner-

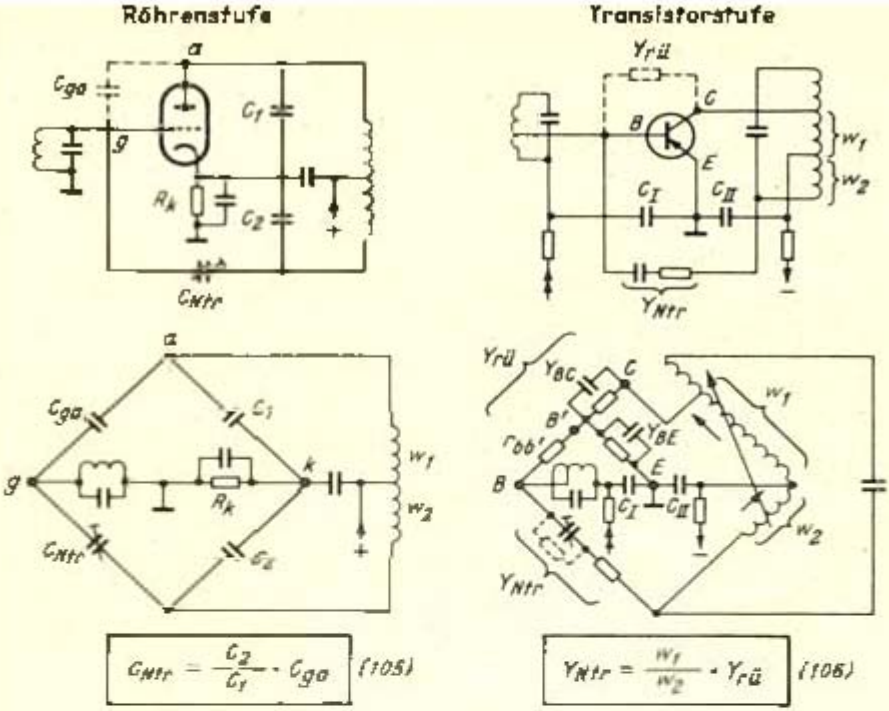


Bild 19. Vergleich zwischen der Neutralisation einer Röhren- und einer Transistorstufe [61]

wünschte Rückwirkung nach Betrag und Phase über den betriebsmäßig erforderlichen Frequenzbereich zu kompensieren.

Wesentlich einfacher wird die Neutralisation, wenn man mit Basis- oder Zwischenbasisschaltung und Transistoren arbeiten kann, deren Grenzfrequenz weit über der Betriebsfrequenz liegt. Man kommt dann – besonders bei Systemen mit innerer Abschirmung – oft ganz ohne Neutralisationsmaßnahmen aus. Das gilt auch für neuere Halbleitersysteme mit röhrenähnlichem Verhalten oder integriertem Aufbau (vgl. Abschnitt 3.5).

2.2 Pendelrückkopplungs-Schaltungen

In der Anfangszeit des UKW-Rundfunks wurden von Industrie und Amateuren Zusatzgeräte für vorhandene AM-Empfänger gebaut, teils in Superhetschaltung, teils aber auch in Pendelrückkopplungsschaltung. Die letztgenannten Ausführungen ver-

schwanden bald wieder wegen ihrer erheblichen Nachteile. Denn trotz ihres sehr einfachen und billigen Aufbaus und ihrer hohen Grenzempfindlichkeit, derentwegen sie auch heute noch z. B. bei Modellfernsteuerungen verwendet wird, kommt die Pendelrückkopplungsschaltung für den UKW-Empfang nicht mehr in Frage,

1. weil sie – besonders bei Betrieb ohne Vorstufe – durch ihre kräftige Eigenstrahlung ein weites Frequenzgebiet verseucht,

2. weil sie aus den untengenannten Gründen eine klirrfaktorreiche Wiedergabe aufweist, und

3. weil bei ihr die Erreichung der erforderlichen Bandbreite meist nicht gelingt. Damit verzichtet man aber auf die gerade bei UKW-FM-Empfang mögliche erstaunlich hohe Wiedergabequalität.

Die Pendelrückkopplung (Superregenerativ-Schaltung) ermöglicht die volle Aussteuerung einer beliebig großen Röhre durch eine beliebig kleine Eingangsspannung, vorausgesetzt, daß diese über dem Störspiegel liegt. Da hierbei aber die Ausgangsspannung durch die Pendelfrequenz 100 %ig durchmoduliert ist (daher die geringere Wiedergabequalität!), kann man die Pendelrückkopplung nur dann anwenden, wenn man die Pendelfrequenz groß gegenüber der höchsten vorhandenen Niederfrequenz und klein gegen die niedrigste zu empfangende Hochfrequenz machen kann. Daraus ergibt sich ihre bevorzugte Anwendung in Kurzwellen- und UKW-Empfängern. Ihre Wirkungsweise beruht darauf, daß die Verstärkung einer stark rückgekoppelten Röhre durch eine Gitterwechselspannung periodisch ermöglicht und wieder unterbrochen wird, so daß die Röhre periodisch zu exponentiell ansteigenden Eigenschwingungen angeregt wird, die in den Sperrzeiten frei abklingen. Der Anfang der anklingenden und das Ende der abklingenden Schwingungen werden dabei durch die Eingangsspannung bzw. bei deren Fehlen durch den Störspiegel bestimmt. Die Endamplitude ist der Anfangsamplitude proportional und kann durch sorgfältige Einstellung der Pendelzeit auf einen Maximalwert gebracht werden. Es wird dabei allerdings vorausgesetzt, daß der eigentliche Schwingungskreis an sich schon möglichst wenig gedämpft ist. Wegen der logarithmischen Demodulationscharakteristik [16] dieser Schaltung ist

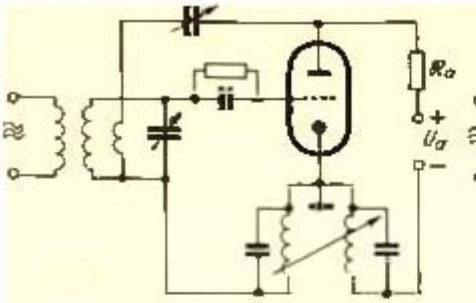


Bild 20. Pendelrückkopplungsschaltung nach Armstrong

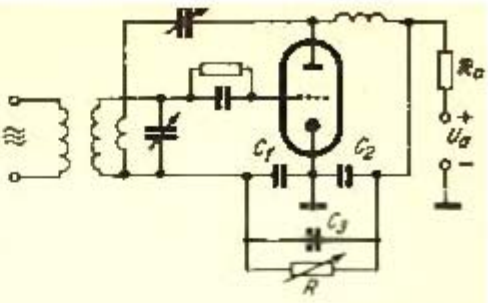


Bild 21. Pendelrückkopplungsschaltung nach Flewelling

der Superregenerativ-Empfang weitgehend feldstärkeunabhängig, ermöglicht andererseits aber nur dann einen verzerrungsfreien Empfang, wenn der Sender selbst exponentiell moduliert ist.

Die praktisch vorkommenden Schaltungen gehen immer auf eine der drei Grundschaltungen zurück:

1. Die *Armstrong-Schaltung* **(Bild 20)** erzeugt die Pendelfrequenz durch Rückkopplung zwischen Gitter- und Anodenkreis. Die Pendelamplitude wird dabei durch den Kopplungsgrad der beiden Spulen eingestellt, während die Pendelfrequenz wie üblich durch die Kreisdaten bestimmt wird. Zur Einstellung des richtigen Arbeitspunktes ist daneben die übliche induktiv-kapazitive Entdämpfung des Empfangsschwingkreises beibehalten.

2. Die *Flewelling-Schaltung* **(Bild 21)**, die zur Erzeugung der Pendelfrequenz keine Spule benötigt, sondern mit einer durch ein Potentiometer ($R = 2\ M\Omega$) einstellbaren Kippschwingung arbeitet. Die in Bild 21 mit C_1 bis C_3 bezeichneten Kondensatoren erhalten zweckmäßig Werte von je 5 nF.

3. Die *Negadyne-Schaltung* mit Raumladegitterröhre und einem einfachen Schwingkreis, der z. B. auf 20 kHz abgestimmt wird und über einen einstellbaren Rückkopplungskondensator die Pendelschwingungen aufrecht erhält.

Die Theorie und Dimensionierungsfragen sind in [27], Schaltungsbeispiele im Abschnitt 4.2 behandelt. In billigen Taschengeräten für Sprechfunk oder Modellfernsteuerungen findet man

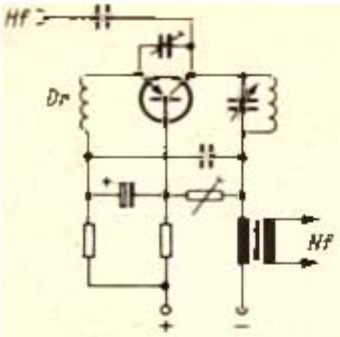


Bild 22. Transistorbestückte Pendelrückkopplungsschaltung

auch transistorbestückte Pendelschaltungen, die vielfach eine Grundschaltung nach **Bild 22** besitzen.

2.3 Misch- und Oszillatorstufen; UKW-Tuner

Bekanntlich hat der Mischkopf oder Tuner [= „Abstimmer"] jeder Superhetschaltung die Aufgabe, das von der Vorstufe verstärkte Hf-Signal mit der im Mischkopf selbsterzeugten Oszillatorschwingung so zu mischen, daß man eine von der Senderfrequenz unabhängig gleichbleibende Zwischenfrequenz erhält. Diese Zwischenfrequenz (Zf; meist 10,7 MHz) entsteht aus der Differenz zwischen Empfangs- und Oszillatorfrequenz, wobei die Oszillatorfrequenz entweder um den Betrag der Zwischenfrequenz über der jeweiligen Empfangsfrequenz liegen kann oder aber um den gleichen Betrag darunter. In der Regel wählt man die höhere Oszillatorfrequenz, um einen möglichst großen Durchstimmbereich zu erhalten [8]. Da die Zwischenfrequenz konstant bleibt, genügen für die folgenden Stufen fest abgestimmte Kreise, die wegen der niedrigeren Frequenz höhere Resonanzwiderstände aufweisen und damit bei gleicher Stufenzahl eine höhere Verstärkung ermöglichen als im Geradeausempfänger, bei dem alle Kreise auf die sehr viel höhere und zudem mit der Senderabstimmung variierende Empfangsfrequenz abzustimmen wären. Beim Superhet gewinnt man also durch das Überlagerungsprinzip die Möglichkeit, den größten Teil der Gesamtverstärkung und die Hauptselektion (Trennschärfe) in den leicht zu beherrschenden Zf-Teil zu verlegen. Dafür muß man allerdings in den AM-Bereichen einen relativ hohen Aufwand zur Sicherstellung des Gleichlaufs zwischen Vorkreis- und Oszillatorabstimmung in Kauf nehmen.

Diese einfachen Zusammenhänge sind wohl jedem Leser vertraut; sie sollten hier nur wiederholt werden, um für die Betrach-

tung neuer Schaltungen (vgl. die Abschnitte 3.1 und 3.5) in frischer Erinnerung zu sein.

Die in der Praxis gebräuchlichen Tunerschaltungen unterscheiden sich vielfältig nach der Bestückung (Röhre oder Transistor), nach der Zahl der Stufen (getrennter Oszillator oder selbstschwingende Mischstufe), der Art der Mischung (multiplikativ oder additiv), der Art der Abstimmung (induktive oder kapazitive mit Drehkondensator oder Diode), der Methode der Störstrahlungsunterdrückung usw. Hinzu kommen Unterschiede in der Eingliederung der FM-Technik in AM/FM-Empfänger und hinsichtlich der technischen Ausstattung (Regelschaltungen, Nachstimmautomatik, Stereotechnik).

Während man in der AM-Technik die multiplikative Mischung **(Bild 23)** wegen der guten Entkopplungsmöglichkeit der Empfangs- und Oszillatorkreise, ihrer hohen Mischverstärkung und ihrer Eignung für wirksame Regelschaltungen bevorzugt, kommt für die breitbandigen und niederohmigen UKW-Schaltungen praktisch nur die additive Mischung in Betracht. Entscheidend hierfür ist meist das gegenüber Pentoden und Hexoden wesentlich geringere Rauschen von Röhren- und Halbleitertrioden bzw. das günstigere Verhältnis von äquivalentem Rauschwiderstand (siehe Abschnitt 2.8) zu Eingangswiderstand der Stufe ($R_{äqu}/R_e$). Da Empfangs- und Oszillatorfrequenz im Gegensatz zur multiplikativen Mischung bei der additiven Mischung nicht über getrennte Elektroden miteinander moduliert, sondern an einer gemeinsamen Röhren- oder Transistorelektrode überlagert werden, besteht hier die Gefahr der gegenseitigen Beeinflussung

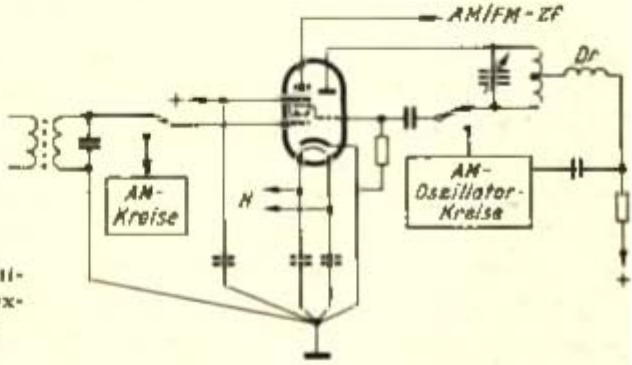


Bild 23. Schema einer multiplikativ mischenden Hexodenstufe für AM/FM-Superhets

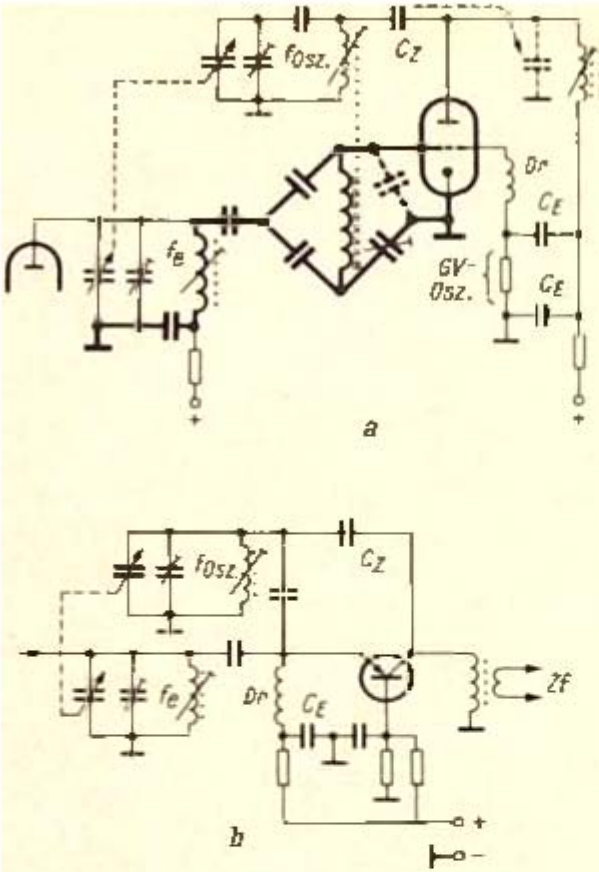


Bild 24. Beispiel einer selbstschwingenden additiven Mischstufe; a) mit Röhre (hier eine Hälfte einer Duotriode) und induktiver Rückkopplung. Dick gezeichnet ist die Oszillatorbrücke zur Minderung der Störstrahlung; b) mit Transistor in Basisschaltung und elektronischer Oszillator-Rückkopplung.

Die Gitter- bzw. Emitterdrossel wird zusammen mit den Kapazitäten C_E zur Zf-Entdämpfung ausgenutzt. Die Kondensatoren C_Z sind wesentliche Bestandteile der Abstimmkapazität für den Primärkreis des Zf-Bandfilters

(Mitziehen) und der stärkeren Störstrahlung. An sich ist die Störstrahlung etwas geringer als bei multiplikativer Mischung, weil die additive Mischung mit kleinerer Oszillatorspannung auskommt.

Die additive Mischung setzt eine gekrümmte oder geknickte Arbeitskennlinie voraus und kann daher ebensogut durch eine Diode wie an der diodenähnlichen Emitter-Basis-Strecke eines Transistors bzw. der Gitter-Katoden-Strecke einer Triode (hier mit Mischverstärkung) erfolgen. Aus dem verzerrten Ausgangssignal, das auch die Seitenbänder enthält, wird dann die Zwischenfrequenz ausgesiebt. Das einfache Mischprinzip erlaubt es, mit demselben Röhren- oder Transistorsystem auch die Oszillatorschwingung zu erzeugen. Diese Möglichkeit der selbstschwingenden Mischstufe (**Bild 24**) wird schon aus wirtschaftlichen

Gründen sehr weitgehend genutzt. Die Schaltung ist jedoch wegen des kritischen Oszillator-Arbeitspunktes nicht ohne weiteres regelbar, so daß man insbesondere bei Autoempfängern, die große Feldstärkeunterschiede zu verarbeiten haben, die Misch- und Oszillatorfunktionen getrennten Systemen überträgt. Auch bei Mischköpfen für hohe Ansprüche benutzt man getrennte Misch- und Oszillatorstufen wegen der Regelfähigkeit und der Möglichkeit optimaler Einzelteilbemessung.

Die Dimensionierung der selbstschwingenden Mischstufe ist dagegen kritischer, zumal ja ein Übertritt der Oszillatorschwingung und ihrer Oberwellen auf die Vorstufe und damit auf die Antenne verhindert werden muß. In Bild 24a dient hierzu die sogenannte Oszillatorbrücke (dick gezeichnet), bei der die Oszillatorspannung (hier an der Rückkopplungsspule) in der gespeisten Diagonale liegt, während an die andere Diagonale, die für die Oszillatorfrequenz den Nullzweig bildet, die Empfangsfrequenz zur Mischung herangeführt wird.

Auch die Oberwellen der Oszillatorschwingung müssen am Verlassen des Gerätes gehindert werden, wofür meist schon einfache Siebglieder, geschickter Aufbau und überlegte Verdrahtung ausreichen.

2.31 Geregelte und übersteuerungsfeste Tunerschaltungen

In der Anfangszeit der UKW-FM-Technik glaubte man, ohne Verstärkungsregelung auszukommen, weil die beim AM-Empfang so lästigen Feldstärkeschwankungen bei frequenzmodulierten Sendern durch den Amplitudenbegrenzer des Empfängers nivelliert werden. Mit zunehmender Ausbreitung der Transistoranwendungen zeigte sich jedoch bei Autoempfängern und Heimgeräten (Ortsempfang mit Gemeinschaftsantenne), daß bei hohen UKW-Feldstärken Verzerrungen infolge von Oszillatorverstimmungen hörbar werden, die nur durch besondere Schaltungsmaßnahmen zu vermeiden sind. Konventionelle Möglichkeiten der Verstärkungsregelung sind nur ausnahmsweise anwendbar, weil der breitbandige Eingangskreis die Mischstufe bereits übersteuern kann, bevor im selektiven Zf-Teil eine Regelspannung aufgebaut worden ist. Bei selbstschwingenden Mischstufen kann zudem der Arbeitspunkt der Oszillatorfunktion gefährdet sein.

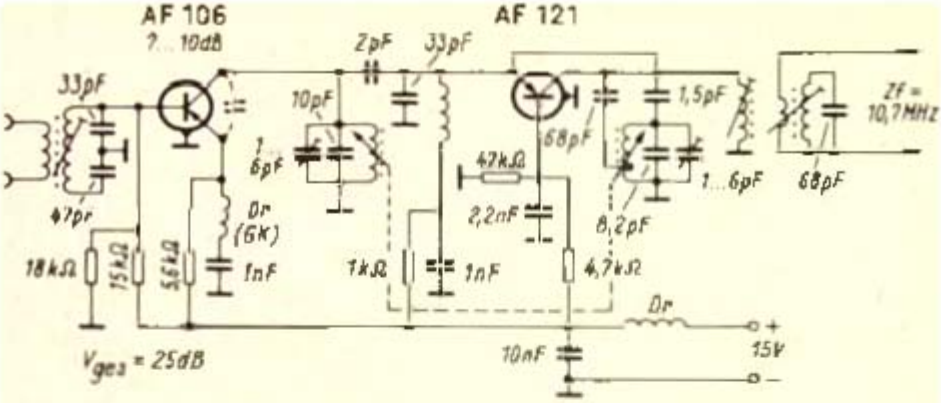


Bild 25. Übersteuerungsfester UKW-Tuner mit gegengekoppelter Vorstufe in Emitterschaltung; nach Telefunken [33]

Daher wählt man – wenn überhaupt – Regelschaltungen, deren Regelspannung noch im breitbandigen Teil des Zf-Verstärkers (am ersten Zf-Transistor) abgenommen und nur der Vorstufe zugeführt wird.

Wegen der Verarbeitung frequenzmodulierter Signale kann man Übersteuerungen aber ebensogut durch Begrenzerdioden abfangen, die teils schon den Zwischenkreis, teils die Mischstufe oder auch die erste Zf-Stufe bedämpfen, sobald sie durch Amplituden geöffnet werden, die ihre sperrende Vorspannung überwinden.

In der Praxis findet man beide Möglichkeiten getrennt oder miteinander kombiniert vor. Sie werden durch Maßnahmen wesentlich unterstützt, die nicht auf den ersten Blick im Schaltbild erkennbar sind. Man wählt beispielsweise Transistoren, die wegen ihrer sehr hohen Grenzfrequenz bei Betrieb im VHF-Bereich (= UKW) phasen- und frequenzstabiler wirken als Typen mit listenmäßig gerade ausreichender Grenzfrequenz. Bei dem Telefunken-Tuner nach **Bild 25** erhielt die Mischstufe einen Transistor hoher Grenzfrequenz und mindestens 15 dB Mischverstärkung. Dafür wurde die Verstärkung der Vorstufe auf etwa 7 bis 10 dB vermindert, um die Aussteuerung beider Stufen kleiner als üblich zu halten. Die Vorstufe wird dazu in Emitterschaltung betrieben und über eine Spule im Emitterkreis (nichtrauschender Blindwiderstand) hochfrequent gegengekoppelt. Die vom Aus-

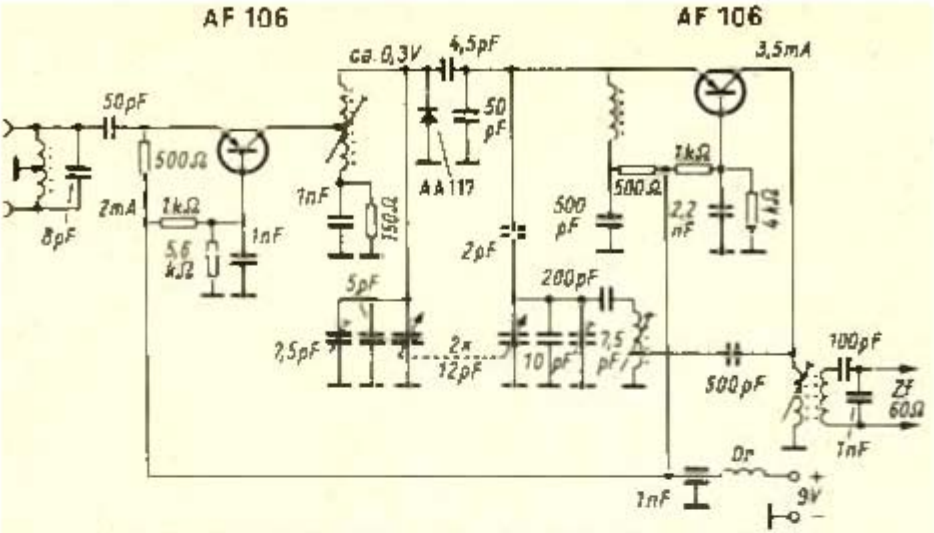


Bild 26. Übersteuerungsfester UKW-Tuner; nach Siemens [37]
(Arbeitspunkt der Vorstufe: I_E = 2 mA, der Mischstufe: I_E = 3,5 mA)

gangsstrom der Vorstufe abhängige und über den ganzen UKW-Bereich wirksame Gegenkopplung kann durch eine von der Ausgangsspannung abhängige Rückkopplung durch die natürliche oder künstlich vergrößerte Kollektor-Emitter-Kapazität für den jeweils abgestimmten Nutzsender vermindert werden [33]. Auf diese Weise erreicht man bei ausreichender Gesamtverstärkung (ca. 25 dB) und ohne Verschlechterung der Rauscheigenschaften eine wesentlich verminderte Bildung störender Mischprodukte im Falle hoher Eingangssignale.

Die von Siemens [37] angegebene Tunerschaltung nach **Bild 26** wurde durch eine Paralleldiode zum Zwischenkreis übersteuerungsfest. Die Diode AA 117 bezieht ihre Sperrspannung von etwa 0,35 V aus der Vorstufe; Eingangssignale, die diesen Wert am Zwischenkreis übersteigen, werden also begrenzt. Die Begrenzerdiode kann auch in der Mischstufe angeordnet werden, wie **Bild 27** an einem schematischen Beispiel zeigt. Da solche Dioden naturgemäß nicht den Eingang des Tuners vor Übersteuerung schützen können, findet man dort von Fall zu Fall verschiedene Schutzmaßnahmen, von denen die beste immer noch die eingangs erwähnte Regelung der Vorstufe ist. Mitunter wählt

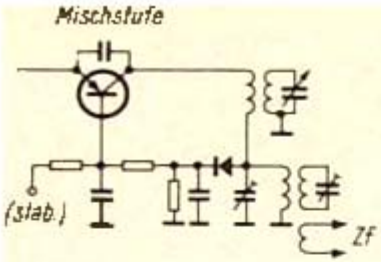


Bild 27. Begrenzerdiode in der Mischstufe (Loewe-Opta-Autoport TS 57)

man Arbeitspunkt, kapazitive und ohmsche Belastung einer Transistorstufe auch so, daß der Transistor selbst als Begrenzer arbeiten kann.

2.32 Tuner mit Diodenabstimmung

Seitdem es qualitativ hochwertige Kapazitätsdioden (Varactoren) gibt, hat die Zahl der Schaltungen zugenommen, in denen diese räumlich kleinen und zudem fernsteuerbaren Bauelemente auch zur Abstimmung von Schwingkreisen benutzt werden. In der UKW-Empfangstechnik erleichtern sie den günstigsten Aufbau der Tuner-Baugruppen und den Einbau einfacher Sender-(Stations)tasten, weil zur Abstimmung ein hochohmiges Potentiometer genügt, das aus einer stabilisierten Gleichspannungsquelle gespeist wird. Wenn die Potentiometerkennlinie etwa nach einer e-Funktion verläuft, läßt sich die praktisch logarithmische Abhängigkeit der Kreisfrequenz von der Abstimmspannung im Interesse eines linearen Skalenverlaufs kompensieren. Gleichzeitig lassen sich die zur Handabstimmung der Kreise eingebauten Kapazitätsdioden für die automatische Scharfabstimmung heranziehen, wie **Bild 28** anhand einer serienmäßigen Tunerschaltung zeigt, die aus dem Tuner nach Bild 25 entstand. Statt einer einzelnen Kapazitätsdiode sind hier je Kreis wechselstrommäßig gegeneinandergeschaltete und gleichstrommäßig parallelliegende Dioden eingesetzt, weil auf diese Weise das für die Verzerrungsmöglichkeiten maßgebende Verhältnis der Wechsel- zur Gleichspannungsbeanspruchung halbiert wird. Die im Kreis als Gleichstromsperren eingefügten Kondensatoren werden erforderlichenfalls – vor allem im Oszillatorkreis – zur Temperaturkompensation ausgenutzt, indem man Ausführungen mit entsprechenden Dielektriken auswählt. Die beiden Dioden

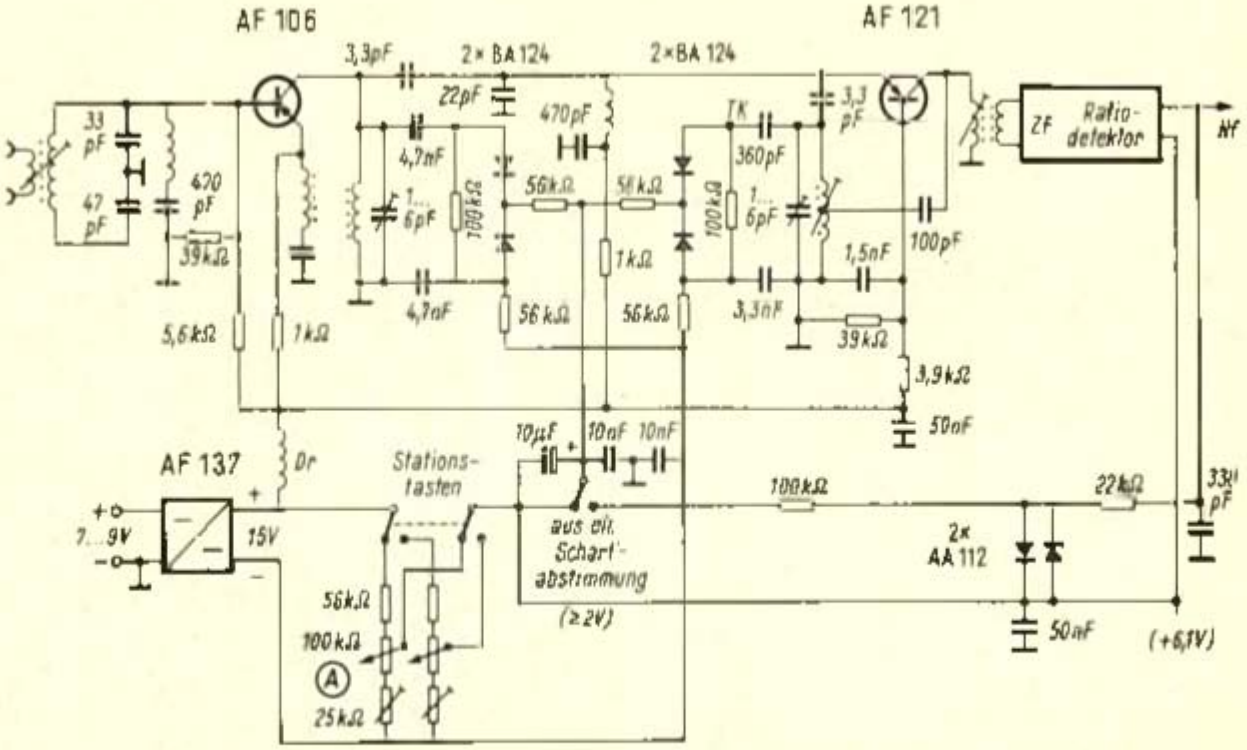


Bild 28. Diodenabstimmung in einem nach Bild 25 aufgebauten Tuner; (nach [33]; Telefunken bajazzo de Luxe)

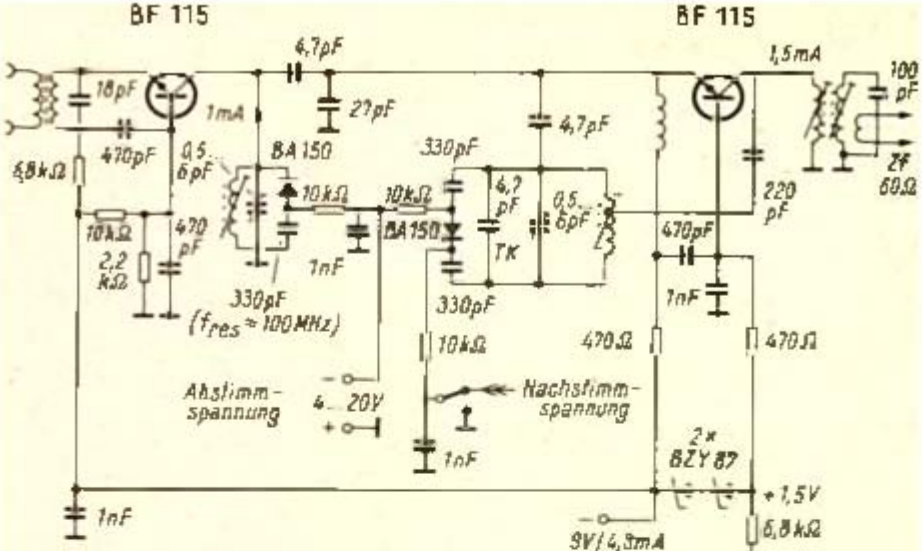


Bild 29. UKW-Tuner mit Silizium-npn-Transistoren und Diodenabstimmung (nach Telefunken-Unterlagen)

AA 112 in Bild 28 dienen der Begrenzung des Mitzieh- bzw. Fangbereiches bei eingeschalteter Scharfabstimmung. Die hierzu erforderliche Steuerspannung wird, wie angedeutet, am Demodulatorausgang abgezweigt. Zur Speisung des Empfängers und insbesondere für die frequenzbestimmende Abstimmspannung dient ein kleiner Gleichspannungswandler mit stabilisiertem 15-V-Ausgang, der Abstimmfehler infolge abnehmender oder (bei Autobetrieb) schwankender Batteriespannung vermeidet.

Einfacher aufgebaut ist die ebenfalls von Telefunken angegebene Tunerschaltung nach **Bild 29**, die mit npn-Silizium-Transistoren in Basisschaltung bestückt ist und mit einfachen Kapazitätsdioden auskommt (BA 150 mit einem Variationsbereich von 55...27 pF für 4...20 V Steuerspannung). Dabei ist der Frequenzgang der als Gleichstromsperren verwendeten 330-pF-Kondensatoren im Zwischen- und im Oszillatorkreis zu beachten; in der Musterschaltung wurden Styroflexausführungen gewählt, die mit der Induktivität ihrer Anschlußdrähte auf Serienresonanzen bei 100 MHz kamen (vgl. Abschnitt 3.23). Erwähnt sei auch, daß der zwischen Mischstufenemitter und Masse liegende 27-pF-Konden-

sator wegen der geringen Steilheitsphase des Transistors BF 115 benötigt wird, um die optimale Schwingbedingung soweit sicherzustellen, wie es ohne unzuträgliche Erhöhung des Mischrauschens möglich ist.

2.4 Zf-Verstärker

Wie bereits an anderer Stelle erwähnt, ist der Zf-Verstärker der für die Hauptselektion und die hochfrequente Verstärkung wichtigste Baustein eines Superhets. Für AM-Empfang gibt man ihm mindestens drei oder vier Kreise und eine Röhre bzw. zwei Transistoren, für FM-Empfang mindestens zwei Kreise und ein aktives Bauelement mehr. Die Schaltungen sind weitgehend standardisiert; nennenswerte Varianten finden sich vorwiegend bei den kombinierten AM/FM-Zf-Verstärkern. Die bei der üblichen FM-Zwischenfrequenz von 10,7 bzw. 6,75 MHz geringere Stufenverstärkung (gegenüber AM-Zwischenfrequenzen um 460 kHz) bedingt in der Regel das Umschalten einer Verstärkerstufe, wofür es verschiedene Möglichkeiten gibt. Auch die Demodulatorseite und ihre Anschaltung an den Nf-Teil ist Varianten unterworfen. Da wir die Grundsatzfragen der Gesamtschaltungen im Abschnitt 3.1 behandeln, sollen hier nur die speziellen Eigenheiten der Zf-Stufen für UKW-FM- und kombinierte AM/FM-Empfänger gewürdigt werden.

Im Gegensatz zum AM-Empfang, bei dem man für eine höchste Modulationsfrequenz von 4,5 kHz mit 9 kHz Bandbreite auskommt, verlangt der FM-Empfang wesentlich höhere Bandbreiten. Abgesehen davon, daß hier im Interesse hochwertiger Musikwiedergabe die Modulationsfrequenzen bis zu 15 kHz reichen, ergibt sich aus dem Prinzip der Frequenzmodulation ein sehr breites Seitenwellenspektrum. Für maximalen Frequenzhub ($\pm$ 75 kHz) und höchste Modulationsfrequenzen (Mono: 15 kHz, Stereo: $\geq$ 38 kHz) erhält man daher für die Zf-Bandbreite Werte von $>$ 160...250 kHz für Mono- und $>$ 230...320 kHz für Stereo-Empfang, je nachdem, wie weit das Seitenwellenspektrum übertragen werden soll, d. h. ob noch Seitenwellen übertragen werden sollen, deren Amplituden z. B. 5% oder weniger der Trägeramplitude betragen. Außerdem spielt es eine große Rolle, ob der Empfänger eine wirksame Amplitudenbegrenzung erhält, die durch

ausreichende Empfangsfeldstärken ausgesteuert wird. Wenn der Amplitudenbegrenzer die Durchlaßkurve des Zf-Verstärkers unterhalb der Nennbandbreite abkappt, ergibt sich hieraus de facto eine Vergrößerung der Bandbreite. Daher, und weil die Sender trotz der Höhenanhebung ja nicht immer voll mit der höchsten Modulationsfrequenz von 15 kHz bei Mono-Übertragung ausgesteuert werden, kommt man im allgemeinen mit niedrigeren als den theoretischen Bandbreitewerten aus, besonders wenn es gelingt, den Zf-Verstärker über seinen Durchlaßbereich phasenlinear zu machen (s. a. Abschnitt 3.24).

Da der Mischkopf und der Demodulator bis zu fünffache Zf-Bandbreite haben können bzw. müssen, liegt die Hauptselektion im Zf-Verstärker. Dessen Durchlaßkurve muß daher trotz der großen FM-Bandbreite steile Flanken für ausreichende Selektion erhalten. Trotzdem soll die Durchlaßkurve nicht unbedingt ein linealflaches Dach (ohne Amplitudenbegrenzung) sondern eher Glockenform haben. Primäre Forderung, besonders für Stereoempfang, bleibt die Phasenlinearität der Durchlaßkurve, die wegen der im Schaltungszug liegenden Blindwiderstände (Induktivitäten, Kapazitäten, Bandfilter) nicht leicht zu erreichen ist. Die besonders bei hohen Modulationsfrequenzen möglichen Laufzeitverzerrungen und Phasendrehungen verursachen zusätzliche Phasenmodulation, die wegen ihrer Verwandtschaft mit der Frequenzmodulation zu hörbaren nichtlinearen Verzerrungen führt. Daher wird die Kopplung der Zf-Bandfilter meist unterkritisch bis höchstens kritisch eingestellt. Hand in Hand mit der angestrebten Phasenlinearität geht die Forderung nach vollkommener Symmetrie der Durchlaßkurve (bezogen auf die Bandmittenfrequenz), die auch für gute Selektivität wünschenswert ist. Außerdem soll sich die Durchlaßkurve unter dem Einfluß der Regelungs- und Begrenzungsvorgänge nicht verschieben oder verändern, was leicht geschehen kann, wenn sich bei Verlagerung der Stufenarbeitspunkte die dynamischen Kapazitäten der aktiven Bauelemente ändern.

In der Praxis des Empfängerbaus ist es schon aus wirtschaftlichen Gründen nicht möglich, alle Forderungen auf einen Nenner zu bringen. So z. B. verwendet man bei kombinierten AM/FM-Empfängern die aktiven Bauelemente (Röhren, Transistoren) für

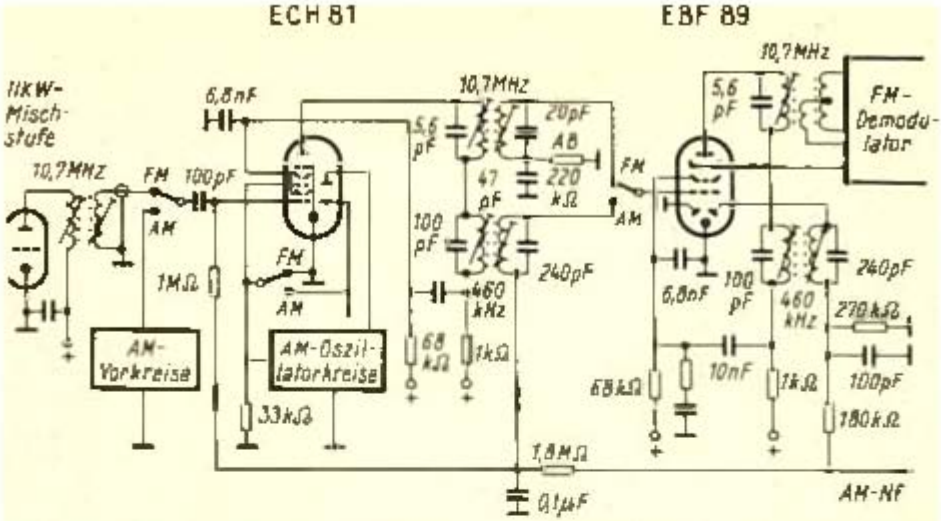


Bild 30. Röhrenbestückter Zf-Verstärker eines AM/FM-Stereo-Steuergerätes (Graetz-Préludium); s. a. Bild 78

AM- und FM-Betrieb und muß dabei manchen Kompromiß schließen. Welche Gedanken hier eine Rolle spielen, ist in Abschnitt 3.1 nachzulesen; hier seien vorab zwei typische Schaltbilder von Zf-Verstärkern industrieller Fertigung gezeigt. Der röhrenbestückte Zf-Verstärker nach **Bild 30** gehört zu einem Stereo-Steuergerät für hohe Qualitätsansprüche. Er beginnt für AM-Empfang an der multiplikativ mischenden Hexode (ECH 81), die bei FM-Betrieb als erste Zf-Stufe hinter einer selbstschwingenden additiven Mischtriode (½ ECC 85) liegt. Außerdem wird noch der Eingang der vor den Demodulatoren liegenden Zf-Stufe umgeschaltet, so daß diese Stufe bei AM-Empfang geregelt wird, während sie bei FM-Betrieb dank des RC-Gliedes (220 kΩ/47 pF) als Amplitudenbegrenzer wirkt. Hier ergibt sich eine schwache Verstärkungsregelung, weil das Bremsgitter am Gleichstromausgang des Ratiodetektors liegt.

Ganz anders ist der in **Bild 31** wiedergegebene Zf-Verstärker eines transistorbestückten Reiseempfängers aufgebaut. Hier sind die beiden ersten Stufen in Emitterschaltung neutralisiert; die erste Stufe wird für AM-Empfang als selbstschwingende additive Mischstufe geschaltet. Die dritte Stufe (AF 137) wird in Basisschaltung ohne Umschaltung für beide Empfangsarten betrieben.

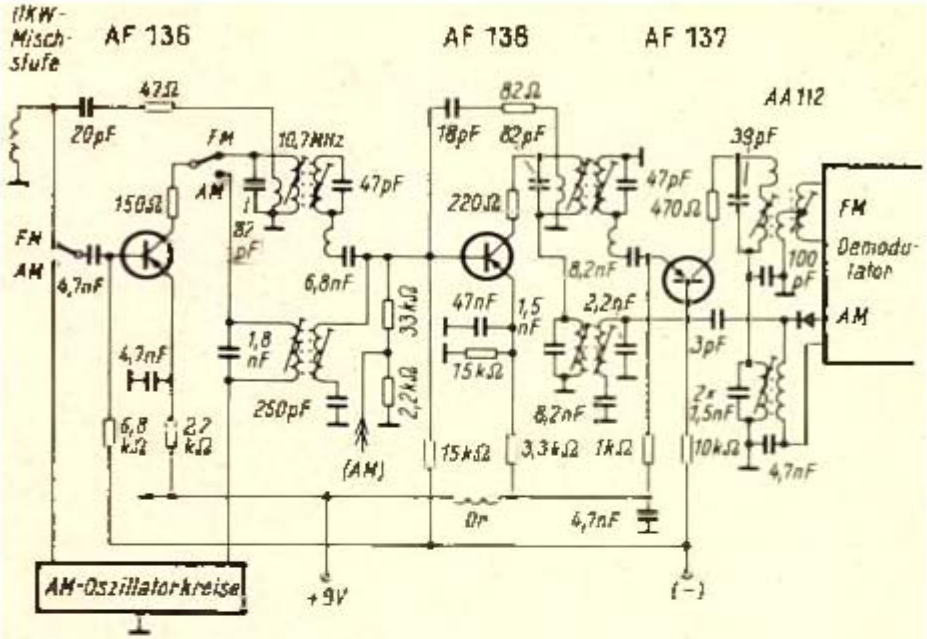


Bild 31. Transistorbestückter Zf-Verstärker eines AM/FM-Kofferradiogerätes (Blaupunkt-Derby)

Trotz der Unterschiede zwischen beiden Schaltbildern sieht man auf den ersten Blick, daß die AM- und FM-Bandfilter bei beiden Empfangsarten in Reihenschaltung in den Ein- bzw. Ausgangskreisen der Stufen liegenbleiben. Diese allgemein übliche Schaltungsweise wird durch den großen gegenseitigen Frequenzabstand der Zwischenfrequenzen von 0,46 und 10,7 MHz möglich, weil hierbei die Kapazitäten der AM-Bandfilter für die FM-Zf praktisch Kurzschlußstücke darstellen, während die Induktivitäten der FM-Bandfilter für die AM-Zf vernachlässigbar klein sind.

2.51 Amplitudenbegrenzer (AB)

Ein nur in FM-Schaltungen benötigter Baustein ist der Amplitudenbegrenzer (Limiter), dessen Aufgabe in röhrenbestückten Geräten meist von der letzten Zf-Stufe wahrgenommen wird. Zu diesem Zweck erhält die Stufe eine RC-Kombination im Gitterkreis **(Bild 32)** und eine gegenüber AM-Betrieb verminderte

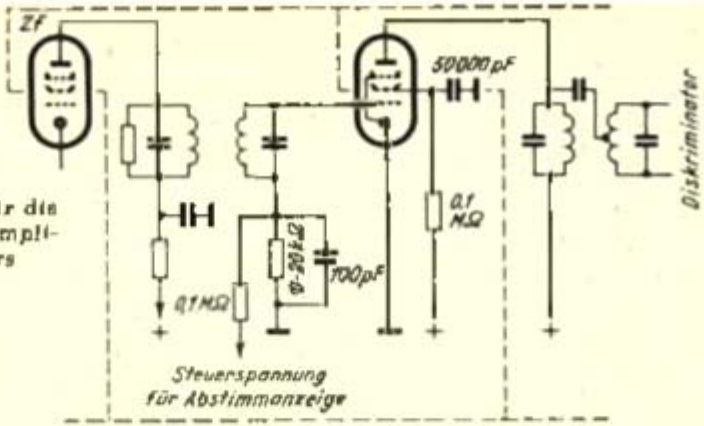


Bild 32. Beispiel für die Schaltung eines Amplitudenbegrenzers

Schirmgitter- bzw. Anodenspannung (Arbeitspunkt nach **Bild 33**). Der Erfolg ist, daß alle einen bestimmten Spannungswert übersteigenden Amplituden, die von Feldstärkeänderungen, Störungen, Dämpfungsverzerrungen und frequenzabhängigen Gliedern des Zf-Verstärkers stammen, mit ihren positiven Spitzen in einem Sättigungsgebiet und mit ihren negativen Spitzen im An-

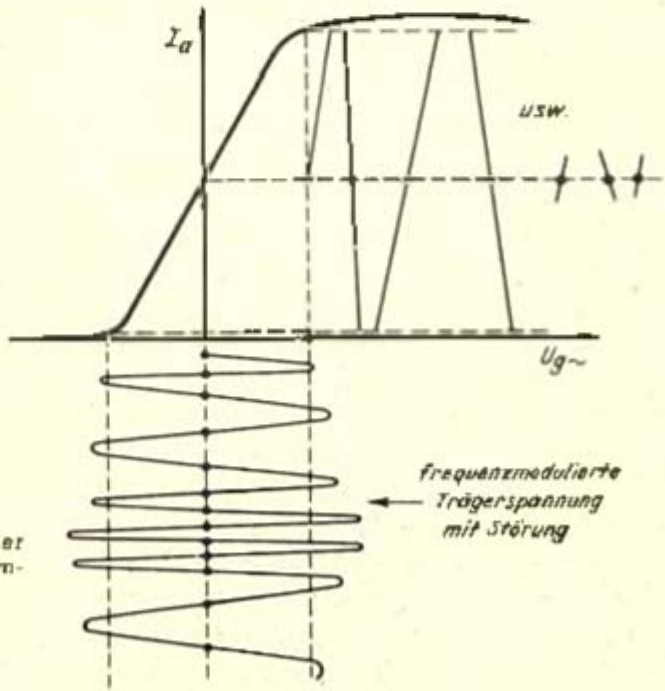


Bild 33. Idealisierter Arbeitspunkt des Amplitudenbegrenzers

laufstromgebiet untergehen, so daß die Zwischenfrequenz ausgangsseitig gleichbleibende Amplituden aufweist. Dabei steigt der Gitterstrom der begrenzenden Röhre mit zunehmender Gitterwechselspannung an, was ein gutes Kriterium für die Begrenzerwirkung bei der erstmaligen Einstellung des Arbeitspunktes ist. Steigt die Eingangsspannung des Zf-Verstärkers weiter an, so setzt die vor dem Amplitudenbegrenzer liegende Zf-Röhre mit der Begrenzung ein **(Bild 34)**. Voraussetzung für eine einwandfreie Amplitudenbegrenzung ist eine ausreichend hohe Vorverstärkung, um auch die Amplituden der schwächsten aufzunehmenden Sendungen noch sicher begrenzen zu können. In der Regel fordert man eine Eingangsspannung von 1...2 V für die Begrenzerstufe.

Gegenüber der (in diesem Zusammenhang oft zitierten) Audionschaltung wird in Begrenzerstufen die Zeitkonstante so gewählt, daß die am RC-Glied stehende Gleichspannung den Schwankungen der höchsten vorkommenden Modulationsfrequenz folgen kann. Die Zeitkonstante soll also zwar groß gegen die Zf-Periode, aber klein gegen die Periodendauer der maximalen Modulationsfrequenz sein.

Eine andere Wirkungsweise der Amplitudenbegrenzung ergibt sich, wenn man eine Regelröhre benutzt. Dann erzeugt nämlich die zunehmende Gitterwechselspannung bei Gleichrichtung an der Gitter-Katoden-Strecke eine Verlagerung des Arbeitspunktes in das Gebiet negativer statischer Gittervorspannungen, wobei die Steilheit der Röhre entsprechend ihrer Regelcharakteristik abnimmt und so ein Anwachsen der Ausgangsamplitude verhindert.

Wegen der in weiten Grenzen von der Eingangsspannung unabhängigen Ausgangsspannung hat der Amplitudenbegrenzer die Wirkung einer automatischen Verstärkungsregelung, ohne sie jedoch ersetzen zu können. Daher findet man oft eine zusätzliche Bremsgitterregelung vom Demodulatorausgang her (vgl. Bild 30 und 82).

Da der Klirrfaktor bei Frequenzmodulation nicht von Röhrenkennlinien-Krümmungen usw., sondern nur von Nichtlinearitäten im Phasengang der Schaltung abhängt, verursacht die ideale Amplitudenbegrenzung keine wahrnehmbaren Verzerrungen.

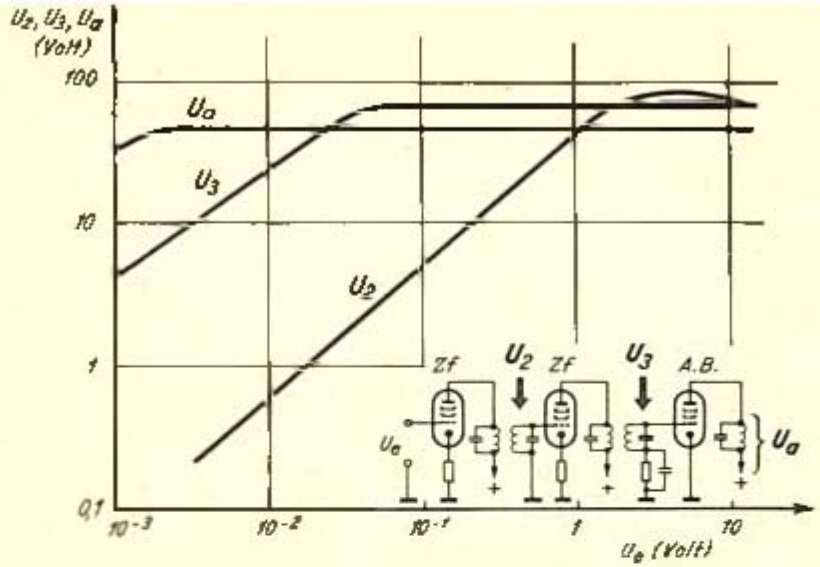


Bild 34. Begrenzungscharakteristik des Amplitudenbegrenzers und der vorhergehenden Zf-Stufen

Allerdings treten hinter der Begrenzerstufe Oberschwingungen der n-fachen Trägerfrequenz mit dem n-fachen Frequenzhub auf [12]. Diese liegen jedoch bei den praktisch vorkommenden Frequenzhüben weit außerhalb des Nutzbandes und können daher leicht ausgesiebt werden. Die durch die Nichtlinearitäten kombinierten Frequenzen, die in den Durchlaßbereich der nachfolgenden Schaltung fallen, tragen nur zu einer geringen Erhöhung des vorhandenen Störpegels bei.

Auf einen Begrenzer kann, wenn überhaupt, nur bei Demodulatoren verzichtet werden, die ihrer Natur nach begrenzend wirken, wie z. B. dem Ratiodetektor, der allerdings keine langfristigen Amplitudenschwankungen ausgleicht, dafür aber schon bei niedrigen Eingangspegeln verwendbar ist.

Auch in transistorbestückten Empfängern wirkt die letzte Zf-Stufe als Amplitudenbegrenzer, wenn sie übersteuert wird. Weil sich dabei aber mit zunehmender Kollektorspannung die innere Kollektorkapazität verringern und den parallelliegenden Ausgangskreis verstimmen kann, muß man Transistor und Kreis durch einen Serienwiderstand entkoppeln, der mit Rücksicht auf

den durch ihn verursachten Spannungsverlust nicht größer als einige hundert Ohm gemacht werden sollte.

Eine andere Möglichkeit der Amplitudenbegrenzung in Transistorgeräten besteht darin, eine Begrenzerdiode in Serie mit einem RC-Glied parallel zum Ausgangskreis der letzten Zf-Stufe zu legen. Die Wirkung ist trotz der andersartigen Arbeitsweise etwa mit der einer Röhrenbegrenzerstufe vergleichbar, bei der die Gitter-Katoden-Strecke ja ebenfalls Diodencharakter hat.

2.52 *Demodulatoren*

Die frequenzmodulierte Zwischenfrequenz weist normalerweise keine Amplitudenänderungen auf, so daß die üblichen Demodulationsschaltungen von Superhets für AM-Empfang auf sie nicht anders reagieren wie ein Netzgleichrichter, nämlich durch Lieferung eines konstanten Gleichstromes. Hier wird also ein Demodulator benötigt, der unmittelbar oder über eine Empfindlichkeit für Phasendrehungen auf Frequenzschwankungen anspricht. Solche Demodulatoren [27, 28, 29] sind neben den im Abschnitt 2.2 besprochenen Pendlerschaltungen u. a.:

1. *der verstimmte Schwingungskreis (slope detection)* [13],
2. *die Gegentaktdemodulatoren*
   a) Frequenzwaagen-Demodulator (balanced detector) [14],
   b) (Phasenbrücken-) Diskriminator [11, 14], beruht auf der *Rieggerschen* Phasensprungschaltung und wurde von Foster und Seeley verbessert,
3. *der Verhältnis-Demodulator (ratio detector)* [11, 18, 29],
4. *der Bradley- (Synchron-Oszillator-) Demodulator oder Mitnahme-Demodulator* [11],
5. *die Phasenwinkeldemodulatoren*
   a) der Phasen-Diskriminator [15],
   b) der φ-Detektor [29, 64],
   und zahlreiche Abwandlungen dieser Schaltungen für Röhren oder Halbleiterbauelemente.

zu 1. Trifft eine frequenzmodulierte Schwingung auf einen Schwingungskreis, dessen Resonanzfrequenz von der mittleren

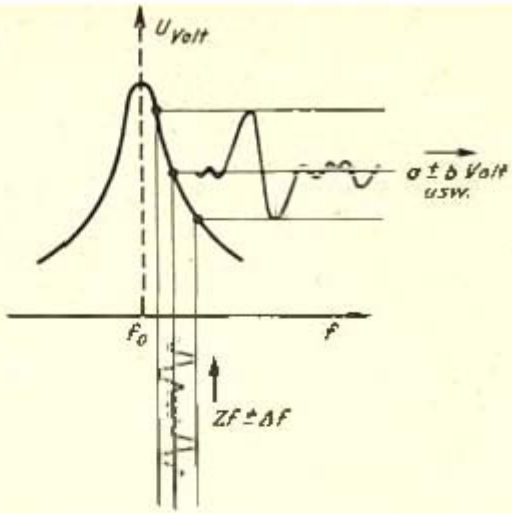


Bild 35. Umwandlung einer Frequenzmodulation in Amplitudenmodulation an der Flanke eines Resonanzkreises. Dieses Prinzip wird bei einfachen Geräten und bei Pendelrückkopplungs-Empfängern benutzt

Frequenz dieser Schwingung abweicht **(Bild 35)**, und zwar so, daß die mittlere Frequenz der Schwingung die Mitte seiner Flanke trifft, so liegen z. B. die tieferen Seitenbandfrequenzen mehr in Resonanznähe des Kreises und erregen daher den Kreis zu größeren Amplituden als die höheren Seitenbandfrequenzen. Die so entstehende Amplitudenmodulation ist dem Frequenzhub der Frequenzmodulation proportional. So elegant diese Lösung auf den ersten Blick wirkt, so hat sie doch nur den praktischen Wert, daß man nach ihrem Prinzip auch mit AM-Empfängern durch Verstimmung eines Kreises einen FM-Sender nachweisen kann, denn für verzerrungsfreie Demodulation müßte die Flanke in einer Länge, die frequenzmäßig dem Frequenzhub der ankommenden FM-Schwingung entspricht, linear sein. Das ist jedoch praktisch nie oder nur für relativ kleine Frequenzhübe der Fall.

Da die bei kleinen Frequenzhüben erzielbaren, ebenfalls kleinen Amplitudenschwankungen leicht zu verstärken sind, nahm man eine Zeitlang an, bei der Frequenzmodulation mit wesentlich kleineren Frequenzhüben und damit Bandbreiten auskommen zu können. Dies erwies sich als Irrtum, weil man dabei bereits in die Größenordnung der modulierenden Niederfrequenz kommt und dann [13] sendeseitig, genau wie bei der Amplitudenmodulation, außer der Trägerfrequenz nur zwei Seitenbandfrequenzen im Abstand $\pm f_n$ erhält.

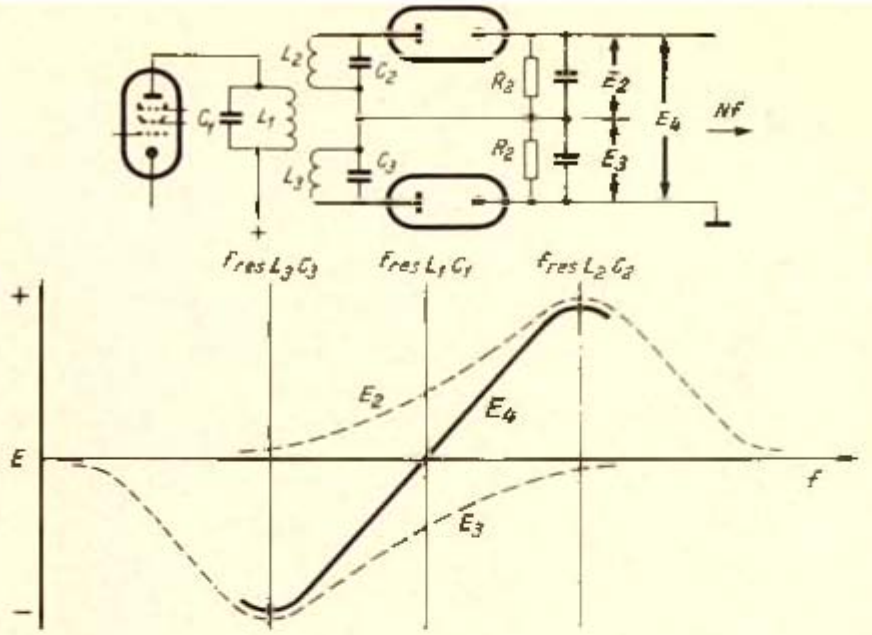


Bild 38. Prinzipschema und Wirkungsweise des Frequenzmaagen-Demodulators. Die beiden Dioden-Anodenkreise müssen bei dieser Schaltung unbedingt symmetrisch kapazitätsarm gegen Erde sein. Die E_4-Kurve wird Demodulationskennlinie genannt

Auch bei Vorschaltung eines stark begrenzenden Amplituden-Begrenzers treten in dieser Demodulationsschaltung noch relativ hohe quadratische Verzerrungen auf, so daß man für FM-Empfänger lieber Gegentaktdemodulatoren anwendet, weil sich bei ihnen auf Grund des Schaltungsprinzips alle quadratischen Verzerrungen aufheben. In der Anfangszeit wurden auch Industriegeräte mit *Flankendemodulation* oder – wie es in den Druckschriften der betreffenden Firmen hieß – mit *Diodendemodulation* ausgestattet. In diesen Fällen handelte es sich meist um eine Demodulation an einer Flanke der gesamten Zf-Durchlaßkurve mit anschließender Amplitudendemodulation durch eine Diode. Bei diesem Prinzip ist jedoch weder Amplitudenbegrenzung noch beste Wiedergabe möglich [28].

zu 2a. Der *Frequenzmaagen-Demodulator* (balanced detector ≙ Round-Travis-Diskriminator; **Bild 38**) arbeitet mit zwei Schwingungskreisen, von denen der erste auf eine um einen bestimmten

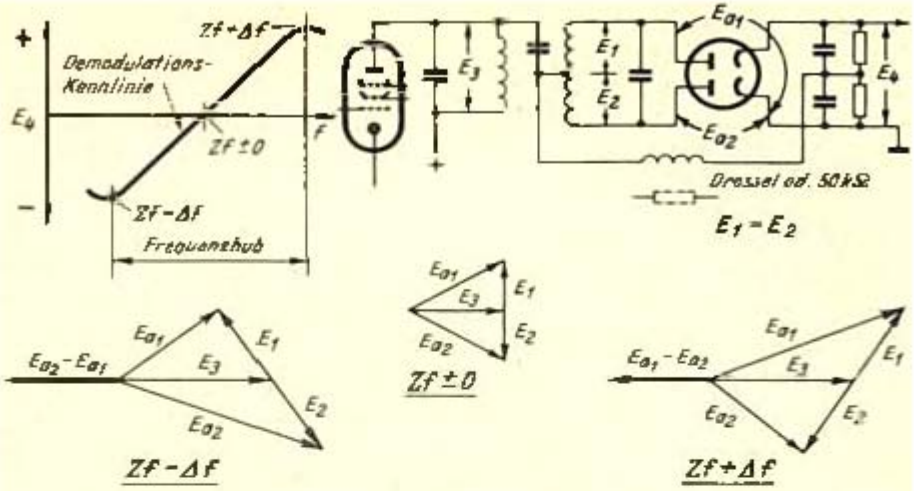


Bild 37. Prinzipschema und Wirkungsweise des Phasenbrücken-Diskriminators

Betrag (meist = dem halben Frequenzhub) höhere Frequenz, der zweite auf eine um den gleichen Betrag niedrigere Frequenz als die Mittelfrequenz abgestimmt ist. Dabei ist die Mittelfrequenz bei Geradeausempfängern die zu empfangende Nennfrequenz, bei Überlagerungsgeräten die Zwischenfrequenz. Die an den erwähnten Kreisen auftretenden Spannungen werden jede für sich gleichgerichtet und gegeneinander geschaltet, so daß beim Auftreffen der Mittelfrequenz auf die beiden Kreise am Gleichrichterausgang die Spannung 0 entsteht. Bei Frequenzabweichungen nach oben oder unten wird dementsprechend der eine oder der andere Kreis stärker erregt, so daß am Gleichrichterausgang eine gegen das Bezugspotential negative oder positive Spannung das Ergebnis ist. Trifft jetzt eine frequenzmodulierte Trägerfrequenz auf die Kreise, so werden diese im Rhythmus der Frequenzmodulation wechselweise erregt und eine im gleichen Rhythmus schwankende Gleichspannung vom Gleichrichter abgegeben. Diese amplitudenmodulierte Gleichspannung gibt dann den Modulationsinhalt der empfangenen Trägerfrequenz wieder. Man sieht, daß hier praktisch eine Gegentaktschaltung der unter 1. genannten Demodulationsart vorliegt.

zu 2b. Der *Phasenbrücken-Diskriminator* **(Bild 37)** benutzt einen auf die Mittelfrequenz abgestimmten Kreis, dessen Spule

ihre Erregungsspannung auf zwei Wegen von der Vorstufe erhält: einmal durch kapazitive Ankopplung ihrer Mittelanzapfung, zum anderen durch induktive Ankopplung ihrer beiden symmetrischen Hälften. Bei Auftreffen der Mittelfrequenz auf die Anordnung gleichen sich die von den Spulenenden an die Gleichrichterschaltung abgegebenen Spannungen nach Betrag und Phase, während die kapazitiv eingekoppelte Spannung um genau 90° verschoben ist, so daß sich die gegeneinander geschalteten Spannungen der Gleichrichter aufheben. Weicht die auftreffende Frequenz jedoch von der Mittelfrequenz ab, so daß der Diskriminator-Kreis für sie nicht mehr in Resonanz ist, so entstehen Phasenverschiebungen zwischen der kapazitiv und den induktiv eingekoppelten Komponenten dergestalt, daß die eine Diode eine höhere Spannung erhält als die andere und im Gleichrichterausgang eine Differenzspannung entsprechender Polarität entsteht.

Ankopplungsgrad und Kreisdämpfung des Diskriminators müssen nun für einwandfreie Funktion u. a. so bemessen werden, daß die beim maximalen Frequenzhub von den Dioden zu verarbeitenden Spannungen noch innerhalb ihrer linearen Aussteuerbereiche liegen. Bei einer Spannung in der Größenordnung von 10 Volt am Gitter des Amplituden-Begrenzers gibt der Diskriminator einige Volt (z. B. 5 Volt bei ± 22 kHz Frequenzhub) ab, so daß eine NF-Vorverstärkung entfallen kann.

zu 3. Der Verhältnis-Demodulator oder Ratiodetektor (ratio detector, **Bild 38**] ist nicht auf vorangehende Amplitudenbegrenzung angewiesen, weil er kurzzeitige Störungen mit der großen Ladekapazität seiner Diodenschaltung ausgleicht. Gegen langsamere Feldstärkeschwankungen kann die an der Serienschaltung der Dioden gewonnene Regelspannung zur Regelung der Zf-Verstärkung herangezogen werden. Außerdem ist wegen der Serienschaltung der Dioden die Belastung des Kreises amplitudenabhängig, so daß bei größeren Zf-Amplituden der Kreis stärker belastet wird und entsprechend kleinere Zf-Amplituden abgibt. Das Bandfilter (Abstimmung auf die mittlere Zwischenfrequenz) wird zweifach unterkritisch gekoppelt und die Diodenschaltung so dimensioniert, daß die Güte des zweiten Kreises mit Diodenbelastung nur noch ein Viertel der Güte im unbelasteten

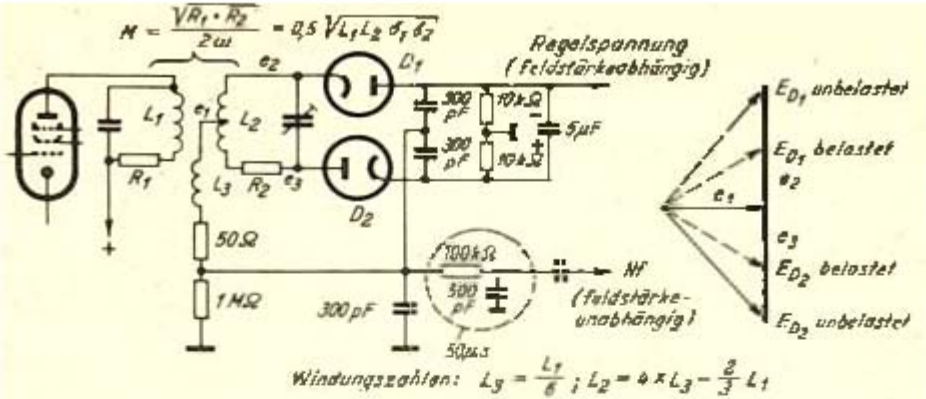


Bild 38. Prinzipschema und Wirkungsweise eines Ratiodetektors (andere Beispiele siehe Bilder 76 bis 82)

Zustand beträgt. Gleichzeitig wird dadurch der Primärkreis weniger stark belastet. Dafür wird die Ankopplungsspule L_3 eng an L_1 gekoppelt, so daß sich ihre Spannung mit den Spannungen der beiden Spulenhälften von L_2 ebenso wie in Bild 37 addiert. Im übrigen ähnelt die Wirkungsweise der Schaltung der des Phasenbrücken-Diskriminators, nur daß sich hier die von den Dioden abgegebenen Spannungen addieren. Das Einsparen der Amplitudenbegrenzung und damit einer Zf-Röhre wird erkauft mit der dafür notwendigen Nf-Vorverstärkung, da der Verhältnisdemodulator nur einige zehntel Volt abgibt, wenn am Gitter der vorhergehenden Stufe eine Zf-Spannung in der Größe von 0,1 Volt liegt. Die niederohmige Diodenbelastung bedingt peinlich genaue Symmetrierung der gesamten Schaltung, die sich wegen ihrer Empfindlichkeit großer Beliebtheit in mehreren Schaltungsvarianten erfreut.

zu 4. Der *Mitnahme-Demodulator* **(Bild 39)**, auch *Bradley-* oder *Synchron-Oszillator-Demodulator* genannt, hat seinen Namen von folgender Arbeitsweise. Die Röhre schwingt in Katodenrückkopplung auf der Zwischenfrequenz. Dabei ist es gleichgültig, ob sie als Colpitts- oder Hartley-Oszillator geschaltet ist. Bedingung ist lediglich, daß sie im C-Betrieb arbeitet. Der lose angekoppelte, stark gedämpfte Anodenkreis des Oszillators koppelt eine um 90° gedrehte Komponente in den Gitterkreis ein (Querkopplung). Die Größe dieser Komponente hängt vom Oszillator-

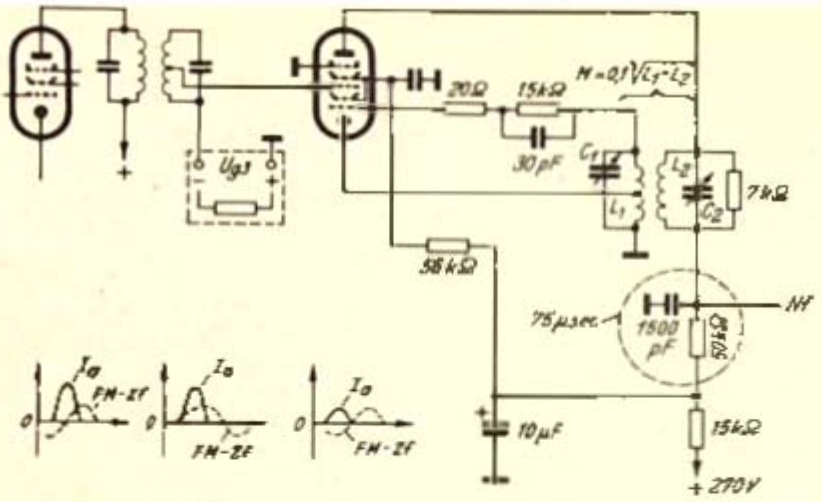


Bild 39. Prinzipschema und Wirkungsweise des Bradley-Demodulators

anodenstrom und damit von der wirksamen Gitterspannung des 1. und 3. Gitters ab. Je nach Polung der Anodenspule erscheint die 90°-Komponente als zusätzliche Kapazität oder Induktivität parallel zum Gitterkreis.

Durch die Steuerung des 3. Gitters der Demodulations-Oszillatorröhre mit der vom Zf-Verstärker her kommenden frequenzmodulierten Zwischenfrequenz wird der Oszillator mitgenommen. Die Frequenzabweichung von der mittleren Zwischenfrequenz (entsprechend ihrem Modulationsinhalt) verstärkt oder vermindert dadurch die Größe der 90°-Anodenkreis-Komponente und damit die Oszillatorfrequenz. Die dadurch entstehende Anodenstromänderung kann über das Höhen-Ebnungsglied (deemphasis) als Niederfrequenz mit einer dem Frequenzhub proportionalen Amplitude am 50-kΩ-Widerstand abgenommen werden. Dabei erhält man für ± 75 kHz Frequenzhub bei einer Spannung von 75 mV am Gitter der letzten Zf-Röhre eine Nf-Ausgangsspannung von 2 Volt, die bei richtiger Einstellung aller Parameter der Schaltung unabhängig von etwaigen Amplitudenschwankungen der Zwischenfrequenz ist. Diese bereits multiplikativ arbeitende Demodulatorschaltung wird am besten mit Spezialröhren (FM 1000) bestückt. Man kann aber auch Mitnahme-Oszillator und Demodulation trennen, wobei für den Oszillator

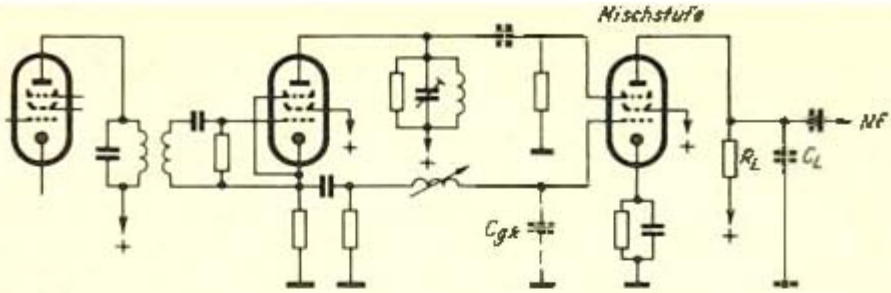


Bild 40. Prinzipschema eines Phasen-Diskriminators

ein Triodensystem genügt und der nachfolgende Diskriminator statt mit einer Röhrenduodiode wie üblich auch mit Kristalldioden demodulieren kann. Der erste in dieser Weise geschaltete deutsche Empfänger *(Körting-Syntektor 54)* erreichte mit einem auf 2,14 MHz (= 1/5 der Zwischenfrequenz) schwingenden Mitnahme-Oszillator eine auf 300 kHz Kanalbreite bezogene FM-Trennschärfe von 1 : 5000 [65].

zu 5a). *Der multiplikativ mischende Phasen-Diskriminator* **(Bild 40)** zeichnet sich durch hohe Nf-Ausgangsspannung (5 bis 10 Volt) und besonders leichten Abgleich aus.

Seine Wirkungsweise [15] beruht kurz gesagt auf der multiplikativen Mischung zweier phasenverschobener Teilspannungen der gleichen frequenzmodulierten Schwingung in einer Mischröhre, an deren Ausgang der Modulationsinhalt, welcher dem (wiederum dem Frequenzhub proportionalen) Phasenwinkel proportional ist, nach Entfernen des hochfrequenten Spannungsanteils durch den Kondensator C_L abgenommen werden kann.

zu 5b). Der φ-Detektor [29, 64] beruht auf dem Prinzip, daß in einer Enneode EQ 80 **(Bild 41)** ein Anodenstrom nur fließen kann, wenn g_3 und g_5 gleichzeitig positiv sind. Das ist z. B. zeitweise der Fall, wenn zwei Wechselspannungen entsprechender Phasenlage an diesen Gittern liegen, wobei die Zeit, während der ein Anodenstrom fließt, ein Maß für die Phasenverschiebung zwischen den angelegten Spannungen ist. Diese ist aber bei der gewählten Anordnung von den Frequenzabweichungen – bezogen auf die mittlere Frequenz – abhängig. Infolge der eigen-

artigen Röhrenkonstruktion ist die Größe des Anodenstromes nur von den Spannungen an g_1 und $g_{2,\,4,\,6}$ abhängig und – da diese konstant sind – während des Stromwinkels konstant (trägheitslose Begrenzerwirkung). Es entstehen also angenähert Rechteckimpulse und zwar mit einer Impulsfolgefrequenz von 10,7 MHz (Zf), wenn in L_{11} und L_{12} Zf-Spannungen entstehen, deren gegenseitiger Phasenunterschied φ proportional der Frequenzabweichung Δf von der Mittelfrequenz (Zf) ist. Bei $\Delta f = 0$ ist $\varphi = 90^0$. Im Interesse kleiner Verzerrungen (max 2,5 %) soll φ bei maximalem Hub nicht die Grenzen 60° und 120° übersteigen.

Zur Erfüllung dieser Forderung schlug *Philips* vor, die Größe Q 1 des Sekundärkreises I ($L_{11}/C_{30,\,31}$) möglichst hoch zu wählen, während der Sekundärkreis II ($L_{12}/C_{32,\,33}$) auf eine Güte Q 2 von etwa 30...40 gedämpft [43] wird. Je besser Q 1 gegenüber Q 2 ist, desto loser wird die Kopplung gemacht; sind beide gleich groß, so wird leicht überkritisch gekoppelt: $k \cdot Q\,2 = 1{,}1$. Kritische Kopplung ist zu wählen, wenn Q 1 : Q 2 = 1,2 ist, während bei höheren Verhältnissen unterkritisch gekoppelt wird (für Q 1 : Q 2 = 2 wird $k \cdot Q\,2 = 0{,}9$; für Q 1 : Q 2 = 5 wird $k \cdot Q\,2 = 0{,}84$).

Weitere Voraussetzung ist eine ausreichende Zf-Verstärkung, da die EQ 80 für einwandfreie Amplitudenbegrenzung und Demodulation eine Zf-Spannung von 8 Volt benötigt. Andererseits gibt sie etwa 20 Volt Nf-Spannung ab, so daß man für die restliche Empfängerschaltung mit einer einstufigen Niederfrequenzverstärkung auskommt. Bei zweistufigem Nf-Teil kann daher überdurchschnittlich stark gegengekoppelt werden.

Von den hier besprochenen Demodulatoren dominiert heute der Ratiodetektor in der UKW-FM-Empfangstechnik, weil er dank seiner Empfindlichkeit und der Begrenzereigenschaft für kurzzeitige Amplitudenänderungen recht wirtschaftliche Schaltungsaufbauten ermöglicht. Er wird in mehreren Varianten benutzt, deren Merkmale sich vor allem auf die Wahl des Erdungspunktes bzw. auf Symmetrie oder Unsymmetrie des Ausgangs, auf die Zweckmäßigkeit positiver Diodenvorspannungen, die Gewinnung einer Regelspannung usw. gründen. Hier wie bei anderen mit Dioden arbeitenden Demodulatoren oder FM/AM-Umformern werden sowohl Röhren- wie Halbleiterdioden benutzt, je nachdem, ob es sich um röhren- oder transistorbestückte Ge-

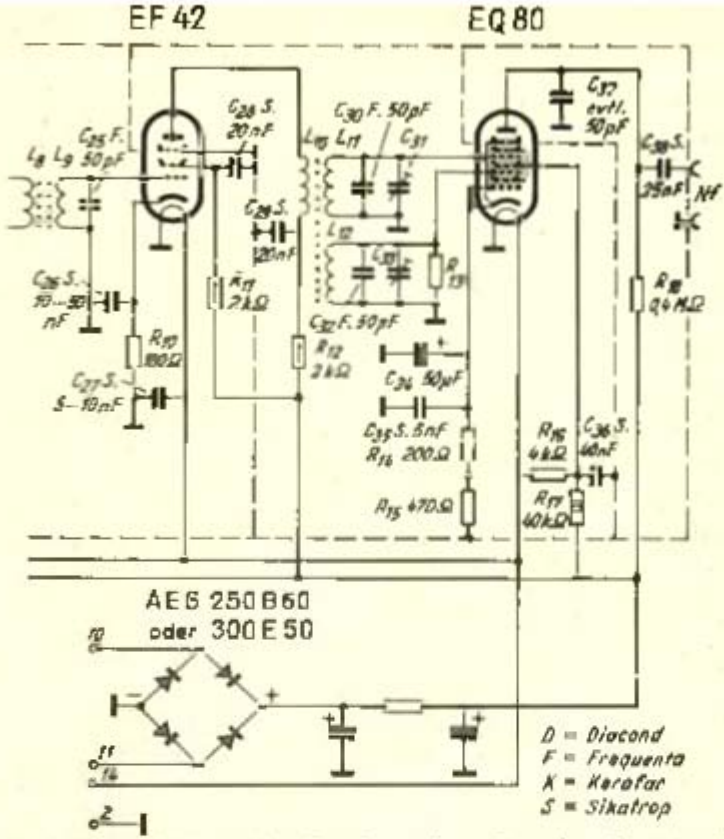


Bild 41. Letzte Zf-Stufe und φ-Detektor eines Superhet-Zusatzgerätes

räte handelt. Daraus ergeben sich – wie die Beispiele späterer Abschnitte zeigen – auch unterschiedliche Dimensionierungen der Schaltungen, schon weil Transistorschaltungen (außer bei Feldeffekt-Systemen) niederohmiger als Röhrenschaltungen sind.

Schließlich sei daran erinnert, daß die Durchlaßbandbreite des Demodulators über einen weit größeren Frequenzbereich als die des Zf-Verstärkers linear sein muß, um die beim Zusammentreffen gegenphasiger Signale auftretenden schnellen Phasenwinkeländerungen verzerrungsfrei verarbeiten zu können. Dazu gehören u. a. gute Symmetrierung und sorgfältiger Abgleich und – bei Diodenschaltungen – übereinstimmende Diodenkennlinien. Diese Gesichtspunkte gelten ganz besonders für Stereo-UKW-Empfänger.

2.53 Höhenebnung (de-emphasis)

Die Höhenebnung, Deemphasis, De-Akzentuierung, Entzerrung, oder wie diese Baugruppe sonst noch genannt werden mag, ist ein simples RC-Glied. Mit ihm hat es folgende Bewandtnis:

In dem übertragenen Niederfrequenzspektrum weisen verfahrensgemäß die hohen Töne die kleinsten Amplituden auf, so daß für sie mit einem kleinen Signal/Stör-Verhältnis gerechnet werden muß. Daher ist es allgemein üblich, diese Frequenzen schon im Sender anzuheben (pre-emphasis, Akzentuierung, Vorverzerrung) **(Bild 42)**, damit für sie auf dem Übertragungsweg eine relativ gleiche Signal/Stör-Bedingung besteht, wie für die tieferen Frequenzen. Im Empfänger muß diese Höhenanhebung natürlich im Interesse guter Wiedergabe wieder rückgängig gemacht werden. Das geschieht durch ein RC-Glied, das für den dargestellten Frequenzgang eine Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ von 50 bzw. 75 µs

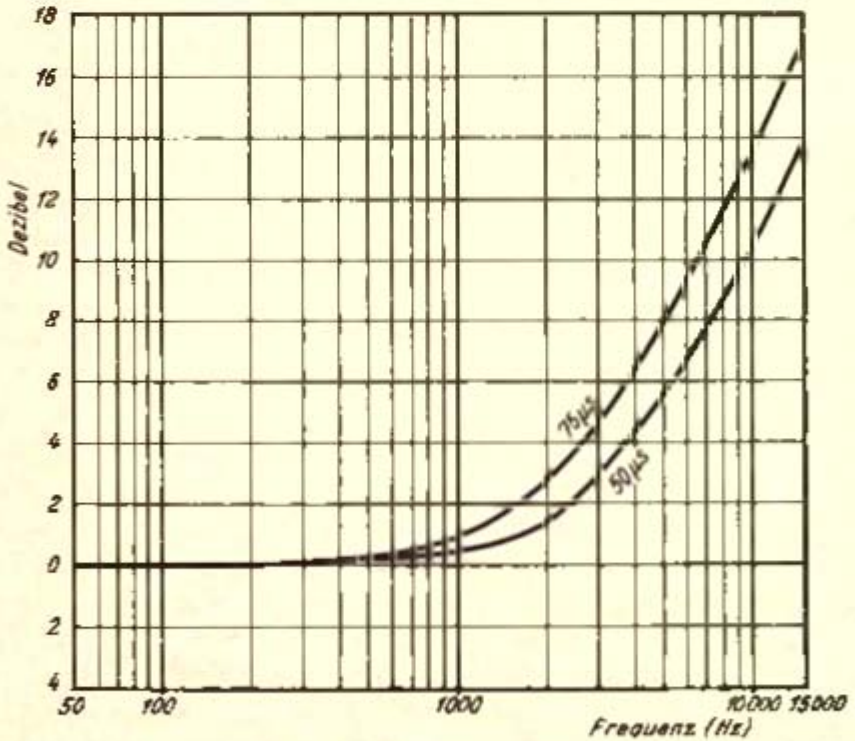


Bild 42. Standard-Frequenzgang für FM-Rundfunk. Vorverzerrung mit 50 und 75 µs Zeitkonstante

aufweist und dessen praktische Schaltung z. B. in den Bildern 38 und 39 zu erkennen ist. Nachdem anfänglich auch bei uns mit einer Zeitkonstante von 75 µs gearbeitet wurde, bevorzugt man heute kleinere Werte, z. B. 50 µs. Die vorhandenen deutschen AM-Einrichtungen sind nämlich für verhältnismäßig breite Frequenzbänder dimensioniert, so daß eine große Vorverzerrung die Gefahr der zeitweisen Übermodulation (über 75 kHz Hub) und damit das Auftreten starker Verzerrungen beim Empfang mit sich bringt. Deutsche Arbeiten [17] auf diesem Gebiet lassen eine Vorverzerrung von z. B. 40 µs günstiger erscheinen. Auch aus phonetischen Gründen ergeben sich für deutsche Verhältnisse andere Werte. Die Höhenebnung setzt außerdem den Rauschpegel [27] und den Klirrfaktor [48] herab. Übrigens ist historisch interessant, daß die Einführung der pre-emphasis zuerst von Gegnern der Frequenzmodulation in den USA propagiert wurde, um durch die damit erhoffte Verbesserung der AM-Übertragungssysteme die Frequenzmodulation als entbehrlich hinzustellen.

2.6 Rauschsperre

Mit abnehmender Empfängereingangsspannung verschlechtert sich das Signal/Rausch-Verhältnis, bis schließlich bei fehlendem Eingangssignal, z. B. zwischen zwei Sendereinstellungen, nur noch ein Rauschen hörbar ist. Das Rauschen ist um so stärker, je höher die hoch- und zwischenfrequente Verstärkung des Empfängers ist. Dabei haben Demodulatoren mit Halbleiterdioden den Nachteil, daß ihren Dioden das Anlaufstromgebiet der Röhrendioden fehlt, in dem das Rauschen bei kleinen Pegeln untergeht. Um nun das Rauschen herabzusetzen oder unhörbar zu machen, gibt es verschiedene Methoden mit unterschiedlichem Aufwand und Erfolg, die von einer einfachen Höhenbeschneidung bis zur radikalen Minderung der Verstärkung bei fehlendem Eingangssignal reichen.

Bereits im letzten Abschnitt wurde angedeutet, daß die Höhenanhebung zur Rauschminderung beiträgt. Dies ist um so stärker der Fall, je höher die Kapazität des RC-Gliedes für die Deemphasis ist. Da eine zu hohe Querkapazität aber die Wiedergabequalität beeinträchtigt, kann man die rauschmindernde Kapazität pegelabhängig machen, indem man sie durch eine kapazitive Re-

aktanzröhre ersetzt, z. B. durch das Triodensystem einer ohnehin vorgesehenen Abstimmanzeigeröhre. Die wirksame Kapazität steigt dann mit zunehmender Steilheit, d. h. bei niedrigerer Regelspannung infolge kleinerer Nutzspannungsamplituden.

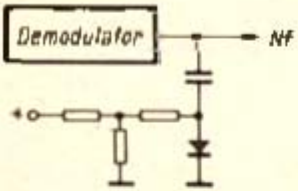


Bild 43. Diodenschaltung als Rauschsperre

Eine andere einfache Lösung ist eine Diodenschaltung parallel zum Nf-Ausgang des Demodulators **(Bild 43)**. Sie benötigt eine positive Vorspannung, die in Röhrengeräten von der Katode der Endröhre oder aus einem an Anodenspannung liegenden Spannungsteiler bezogen werden kann. Mitunter genügt es, an die Diode(n) eines Ratiodetektors eine positive Vorspannung zu legen, die bei zunehmender Signalspannung von der Richtspannung des Demodulators zunächst kompensiert und dann unwirksam gemacht wird.

In kombinierten AM/FM-Empfängern läßt sich eine von *Telefunken* entwickelte Rauschsperre anwenden, für die **Bild 44** ein Schaltbeispiel zeigt.

Hier wird bei Umschaltung auf FM-Empfang ein Rückkopplungsweg (255 pF) für die letzte Zf-Stufe geschaltet, die dadurch bei fehlendem oder zu schwachem Eingangssignal (z. B. 1 µV) etwa auf der AM-Zwischenfrequenz (460 kHz) schwingen kann [66]. Die schwingende Stufe wird dabei stark übersteuert und für die vorangehende Zf-Stufe praktisch gesperrt. Außerdem gelangt ihre Ausgangsspannung an den Ratiodetektor, wo sie nach Gleichrichtung den FM-Demodulationsvorgang bedämpft und so die Nf-Ausgangsspannung um beispielsweise 10 dB mindert. Die positive Vorspannung der AM-Demodulatordiode bestimmt dabei die Dämpfung des letzten AM-Zf-Kreises und so die Schwingfähigkeit der Stufe; sie ist am Potentiometer „Schaltschwelle" einstellbar. Sobald der Empfänger eine modulierte Eingangsspannung von mehr als z. B. 2 µV erhält (bei z. B. 26 dB Rauschabstand), bekommt die Basis des Transistors eine Vorspannung.

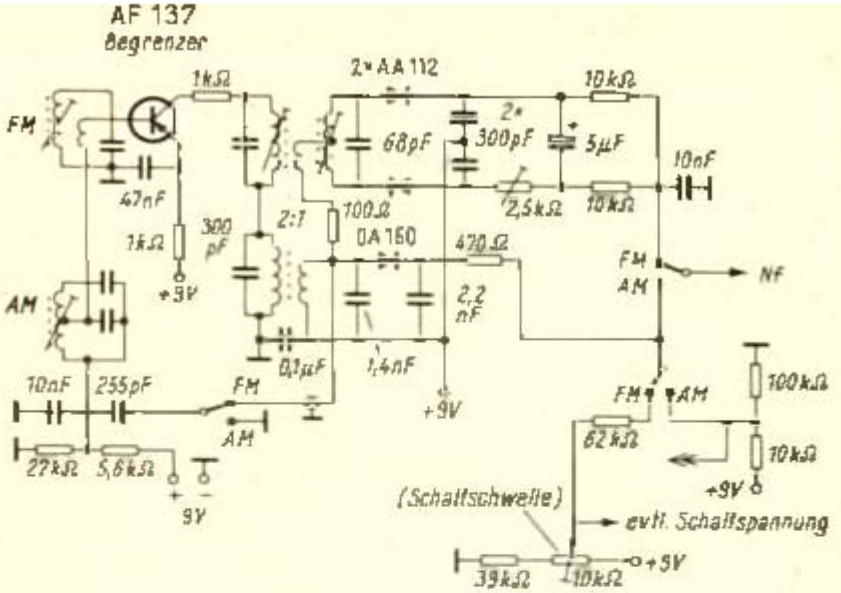


Bild 44. Rauschsperre in einem AM/FM-Demodulator (nach Telefunken-Unterlagen)

die die Schwingungen abreißen und die Zf-Stufe wieder ihre eigentliche Funktion ausüben läßt. Der Einsatzpunkt hierfür hängt u. a. von der Zf-Verstärkung ab, die daher zweckmäßig einstellbar gemacht wird. Außerdem empfiehlt es sich, die Stromversorgung oder die Emitterströme der Verstärkertransistoren zu stabilisieren.

Die in einem *Siemens* Stereo-Steuergerät angewandte Rauschsperre arbeitet mit einem Schalttransistor (BC 108), der nach **Bild 45** gleichstrommäßig zwischen Ratiodetektor und Stereo-Decoder liegt. Er blockiert den Weg für die Niederfrequenz, wenn er bei zu schwachem oder fehlendem Eingangssignal bzw. bei fehlender Richtspannung einen so hohen Kollektorstrom zieht, daß der Spannungsabfall an seinem Arbeitswiderstand (68 kΩ) steigt und dem Eingangstransistor (BC 109) des Decoders die Basisspannung entzieht. Bei ausreichender Nutzspannung wird die Basisspannung des Schalttransistors nach negativen Werten hin verschoben. Der Schalttransistor wird dadurch gesperrt und der dann höhere Basisstrom des Transistors BC 109 öffnet ihn für die Niederfrequenz. (Die Emitterfolgeschaltung der

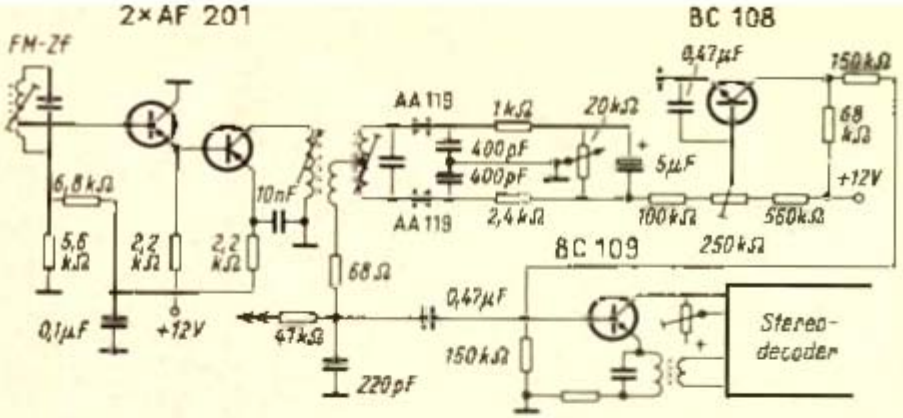


Bild 45. Automatische Rauschsperre zwischen Demodulator und Stereo-Decoder (Siemens-Steuergerät Klangmeister RS 80)

letzten Zf-Stufe mit 2 × AF 201 verhindert bei hohen Zf-Spannungen Rückwirkungen vom Demodulator auf die Zf-Durchlaßkurve.)

2.7 Niederfrequenzteil

Angesichts des bis zu 15 kHz reichenden niederfrequenten Modulationsumfangs und der dadurch möglichen naturgetreuen Wiedergabe mit Originaldynamik empfiehlt es sich, den Nf-Teil sehr großzügig zu bemessen. Das gilt für die Verstärkung, um durch starke Gegenkopplung den Klirrfaktor klein zu halten, für die Siebung der Stromversorgung und für den sonstigen Aufwand (Band- und Phonoeingänge, Stereowiedergabe, Lautsprecheranpassung). Die hiermit zusammenhängenden Schaltungs- und Dimensionierungsprobleme liegen außerhalb der Themenstellung dieses Buches; sie sind in anderen Heften der Radio-Praktiker-Bücherei ausführlich behandelt. Einige Beispiele sind auch im 4. bis 6. Kapitel zu finden.

2.8 Aktive Bauelemente

Wie im bisherigen Verlauf der Entwicklung, so wird die UKW-FM-Schaltungstechnik auch in Zukunft von den verfügbaren aktiven Bauelementen – den Röhren und Transistoren – abhängen und dementsprechenden Wandlungen unterworfen sein. Unver-

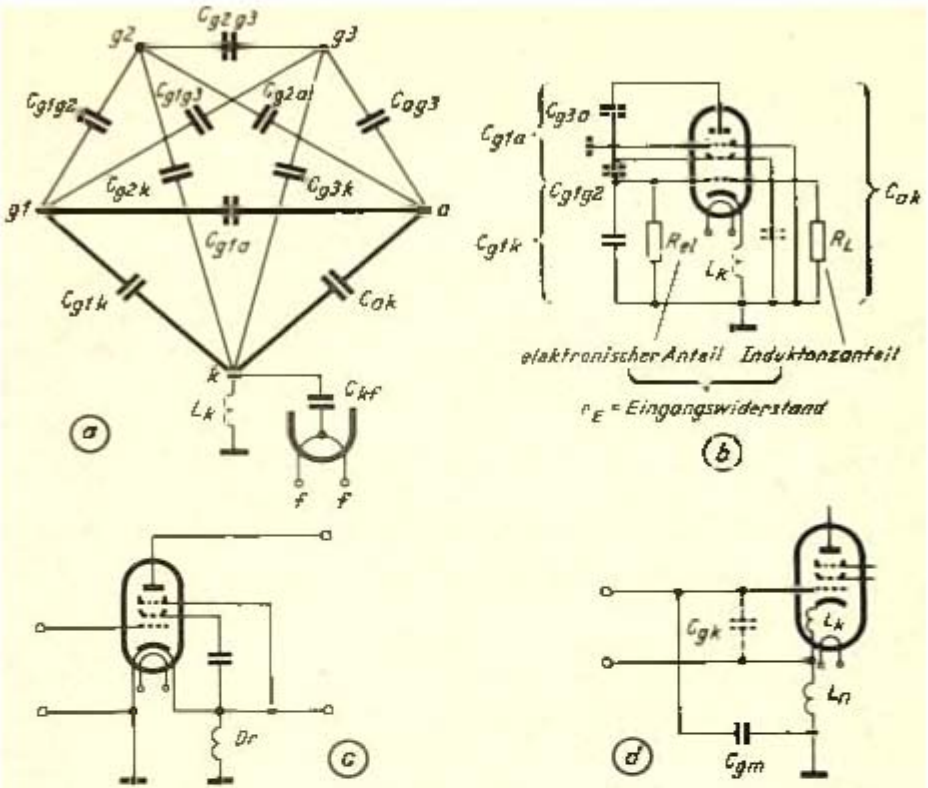


Bild 48 a) Elektrodenkapazitäten einer Pentode; b) Eingangs- und Ausgangskapazitäten sowie Eingangswiderstand einer Pentode; c) doppelte Katodenausführung bei einer UKW-Spezialröhre mit getrennt angeschlossenem Gitter- und Anodenkreis; d) Kompensation der Katodeninduktivität

ändert bleiben die Grundforderungen an die aktiven Bauelemente: hohe Verstärkungsfaktoren und Grenzfrequenzen, große Eingangswiderstände, niedrige Rauschziffern bzw. äquivalente Rauschwiderstände, kleine Elektrodenkapazitäten und geringe Rückwirkung des Ausgangs auf den Eingang. Der Praktiker achtet bei Röhren besonders auf große Steilheit bei kleinen Anodenströmen und kleine Systemabmessungen, bei Transistoren auf hohe Transitfrequenzen und große Stromverstärkungsfaktoren.

Daher arbeitete man anfangs mit Pentoden, deren schlechtes Signal/Rausch-Verhältnis man angesichts ihrer hohen Eingangs-

widerstände und großen Steilheiten in Kauf nahm. Pentoden haben sich bis heute (abgesehen von kommerziellen Sondertypen) nur noch in den Zf-Verstärkern röhrenbestückter Geräte erhalten, während sie im Mischkopf durch neuere Röhren- und Halbleitertrioden verdrängt wurden (vgl. Abschnitt 2.3), die ihrerseits in Zukunft wohl den röhrenähnlichen Feldeffekt-Transistoren und deren Weiterentwicklungen weichen müssen.

Welche Probleme in UKW- und Zf-Stufen allein durch die Elektrodenkapazitäten entstehen können, ahnt man bei Betrachtung des **Bildes 46a** und **b** mit dem Beispiel einer Pentode mit hf-mäßig geerdeten Zwischengittern. Zu den eigentlichen Elektrodenkapazitäten addieren sich noch die Kapazitäten zwischen den Zuleitungen und Kontakten der Fassungen. Das gilt sinngemäß auch für die im Ersatzschaltbild einfacheren Trioden.

Die Summenkapazitäten aktiver Bauelemente tragen in UKW-Kreisen wesentlich zur Kreiskapazität bei. Da sie zudem unvermeidbaren Fertigungsstreuungen unterliegen, muß man die Kreiskapazitäten relativ groß machen, um einen Neuabgleich der Geräte bei Röhrenwechsel zu vermeiden. Kritisch sind besonders die Rückwirkungskapazitäten (C_{g1a} in Bild 46), die sich oft nur mit erheblichem Meßaufwand neutralisieren lassen.

Ferner besitzt jeder Elektroden-Zuführungsdraht eine gewisse Induktivität (z. B. 0,012 bis 0,02 µH bei UKW-Spezialdioden), die besonders bei der Katodenzuleitung kritisch werden kann, u. a. weil sie hier ein gemeinsames Koppelglied zwischen Gitter- und Anodenkreis darstellt. Außerdem hat sie auf den Eingangswiderstand der Röhre in gleicher Weise wie die bei 100 MHz schon stark in den Vordergrund tretende Elektronenlaufzeit einen erheblichen Einfluß.

Die beste Lösung zur Eliminierung der Katodeninduktivität ist die doppelte Katodenausführung nach Bild **46c**, wie sie auch bei einigen Fernseh- und UKW-Röhren üblich ist. Bei normalen Röhren kann man die Katodeninduktivität kompensieren (Bild **46d**), indem man das kalte Ende des Gitterkreises unmittelbar an den Fassungskontakt der Katode legt und von diesem aus ein etwa gleich langes und starkes Stück Draht L_n, wie es die Katodenzuleitung L_k in der Röhre darstellt, nach dem eigentlichen Erdungspunkt der Stufe zieht. Wenn dann zwischen diesem

Tabelle IV. Daten einiger UKW- und Zf-Röhren

Art	Typ	r_e [kΩ] bei 10,7	r_e [kΩ] bei 100 MHz	r_{ik} [kΩ]	S [mA/V] Verst.	S [mA/V] Misch.	C_e [pF]	C_a [pF]	Bemerkung
Pentoden, Hexoden	ECH 81	140	1,6	8,5	2,4	0,775	4,8	7,9	
	EF 42	108	1,25	0,84	9		9,4	4,3	
	EF 80	260	3,75	1	7,4		7,5	3,3	1)
	EF 95	160	7	1,8	5,1		4	2,6	1)
	EF 802	260	3	1	8		7,2	1,6	1)
	RV 12 P 2000	810	7,2	4,5	1,5	0,7	3	2,85	
	5 AC 7	47	0,54	0,65	9		11	5	
Trioden	EC 86			0,23	14	3	3,6	0,3	1)
	EC 92		5...8	0,8	5,5	2,5	2,2	0,75	
	ECC 85		6	0,5	5,2	2,7	3	1,2	
	ECH 81		5	3	3,7	1	2,6	2,1	
	EF 95		8	0,38	6	–			1) 2)
	RV 12 P 2000		8	2,8	1,8	–			2)
	5 AC 7		0,8	0,2	10	–			2)

1) Röhre mit doppelter Katodenausführung 2) als Triode geschaltet

Erdungspunkt und dem Gitter 1 noch eine kleine Kapazität C_{gm} vorgesehen wird oder sich schaltungsmäßig ergibt, so daß sich L_n:L_k verhält wie C_{gk}:C_{gm}, so ist die Katodeninduktivität damit kompensiert. Unterbleibt die Kompensation der Katodeninduktivität, so wird der elektronische Eingangswiderstand in voller Höhe wirksam, was sich als zusätzliche Bedämpfung des Gitterkreises auswirkt. Er nimmt mit dem Quadrat der Wellenlänge zu und linear mit der Steilheit ab. In welcher Größenordnung die Eingangswiderstände r_e, der äquivalente Rauschwiderstand $r_{äq}$, die Steilheit S und die Ein- bzw. Ausgangskapazitäten C_e bzw. C_a gebräuchlicher Röhren liegen, geht aus **Tabelle IV** hervor.

Dem Resonanzwiderstand des Kreises liegen der Eingangswiderstand und ferner der transformierte Antennen- (oder Vorstufenausgangs-)Widerstand neben einem evtl. notwendigen Gitterableitwiderstand parallel.

Alle diese Widerstände gehen aber auch auf die Höhe der in der ersten Stufe besonders störenden Rauschspannung ein.

Das Rauschen entsteht durch

1. willkürliche Elektronenbewegungen (Wärmeeffekt) in verschiedenen Stromkreisen. Die Elektronen nehmen an den unregelmäßigen Wärmebewegungen der Atome teil, wodurch thermische Strom- und Spannungsschwankungen entstehen. Das so verursachte Rauschen wächst mit der thermischen Energie kT (wenn T = absolute Temperatur und k = Boltzmannsche Konstante), wonach die mittlere kinetische Energie eines freien wärmebewegten Teilchens 3/2 kT beträgt.

2. Unregelmäßigkeiten der Elektronenwanderung innerhalb der Röhre.

Auf die interessanten Zusammenhänge zwischen den physikalischen Vorgängen in Röhren und Transistoren und den verschiedenen Ursachen des Rauschens können wir hier nicht eingehen [27, 61]. Wichtig ist jedoch, daß das gesamte Rauschen einer Röhre mit dem an einem (am Gitter liegenden, gedachten) Widerstand auftretenden Rauschen verglichen wird. Diese Größe erscheint in den Röhrendatenblättern (siehe auch Tabelle IV) als äquivalenter Rauschwiderstand. Er ist um so kleiner, je schwächer die Röhre rauscht, und bei Mischröhren wegen ihrer kleinen

Steilheit grundsätzlich größer als bei anderen Verstärkerröhren. Außerdem ändert er sich mit dem Arbeitspunkt der Röhre.

Ein Widerstand weist bei 20 °C Raumtemperatur eine Rauschspannung nach folgender Beziehung auf:

$$u_R = \sqrt{1{,}8 \cdot R \cdot B \cdot 10^{-20}}$$

u_R = Rauschspannung in Volt
R = Widerstand in Ohm
B = Bandbreite in Hz [weil die Kreise ja nur den der Bandbreite entsprechenden Teil des gesamten Rauschspektrums übertragen].

Bei einer Bandbreite von 100 kHz findet man also für einen 10-kΩ-Widerstand eine Rauschspannung von 4 µV. Die genannte Formel gilt auch für den äquivalenten Rauschwiderstand und ungefähr auch für den Resonanzwiderstand eines Kreises.

Für das Antennenrauschen kann man im UKW-Bereich einen Durchschnittswert in der Größenordnung von 0,5 µV annehmen, der sich in den Gitterkreis entsprechend dem Übersetzungsverhältnis

$$\ddot{u} = \frac{n_{Ant}}{n_G} = \sqrt{\frac{L_{Ant}}{L_G}} = \sqrt{\frac{u_{Ant}}{u_G}}$$

n = Windungszahl
Ant = Antennenspule
G = Gitterspule
L = Induktivität
u = Rauschspannung

von Antennen- zu Gitterspule transformiert.

Kennt man die gesamte Rauschspannung des Gitterkreises, so kann man die erforderliche Nutzspannung leicht nach dem gewünschten Signal/Rausch-Verhältnis bestimmen. Beträgt also z. B. die gesamte Rauschspannung 0,8 µV, so muß bei einem Signal/Rausch-Verhältnis von 1000 : 1 (= 60 dB oder 6,9 Np) die Nutzspannung 800 µV oder 0,8 mV betragen.

Die gleichen Überlegungen gelten grundsätzlich auch für transistorbestückte Empfänger. Dagegen lassen sich die Rauschzahlen, Kapazitäten und Eingangswiderstände von Transistoren nicht pauschal angeben, weil sie von der Technologie des Transistors [Mesa-, Planar-, Epitaxial-, Feldeffekt-, Metallbasis- usw.; s. [61]] und im konkreten Einzelfall auch noch vom Arbeitspunkt

abhängen. Bezüglich des Phasenverhaltens (Schwingneigung, Neutralisation, Phasenverzerrungen) gilt auch bei Transistoren, daß das Verhältnis der Elektronenlaufzeit zur Periodendauer der Betriebsfrequenz eine um so kritischere Rolle spielt, je kleiner die Differenz zwischen Betriebs- und Grenzfrequenz des aktiven Bauelements ist[5]. Hinzu kommt, daß die Zukunft der Transistorschaltungen von hochohmigen, d. h. röhrenähnlichen Halbleiterbauelementen bestimmt werden wird, die die heute üblichen niederohmigen Systeme ersetzen [vgl. auch Abschnitt 3.5]. Man wird dann höhere Stufenverstärkungen bei geringerem Rauschen und kleineren Strömen erzielen. Auch andere Vorzüge sind von der zukünftigen Halbleiter-Schaltungstechnik zu erwarten. So werden Metalloxyd-Feldeffekt-Transistoren (MOSFET) noch weniger anfällig gegen Kreuzmodulation sein als UKW-Röhren, die in dieser Beziehung den heute gebräuchlichen Transistorarten noch überlegen sind.

2.9 Passive Bauelemente

Wie bei den Schaltungsbausteinen, so treten auch bei manchen Einzelteilen im UKW-Gebiet Probleme und Wirkungen auf, von denen das Schaltbild auf den ersten Blick nichts erkennen läßt. Das ist besonders bei Bauelementen wie Spulen und Kondensatoren der Fall, die in ihrer Eigenschaft als Blindwiderstände den Phasengang beeinflussen können. Überbrückungskondensatoren zeigen schwingkreisähnliche Frequenzgänge, ohmsche Widerstände sind mit störenden Kapazitäten, ihre Anschlußdrähte mit nicht zu vernachlässigenden Induktivitäten behaftet, und Drosseln spotten jeder Theorie.

In allen diesen Fällen handelt es sich um meist unerwünschte Nebenwirkungen von Bauelementen, die eigentlich reine physikalische Größen darstellen sollen. Da sich mit diesen apparativen Unarten in erster Linie der Geräteentwickler, das Empfängerprüffeld oder der selbstbauende Amateur zu befassen haben, behandeln wir diese Fragen im nächsten Kapitel, das der Praxis des UKW-FM-Empfängers gewidmet ist.

---

[5]) Für die erreichbare Grenzfrequenz spielt beim Transistor eine möglichst kleine Basisschichtdicke die gleiche Rolle wie bei der Röhre ein möglichst kleiner Gitter-Katoden-Abstand.

3 Aus der Praxis der UKW-FM-Empfänger

Im Zeitalter der billigen Heim-, Reise- und Taschensuper kann man mit dem Selbstbau solcher Geräte keine Mark mehr sparen. Dennoch gibt es genügend Amateure, die nach Bauplänen, zur Verwertung vorhandener Teile, um eigene Ideen zu verwirklichen oder aus Gründen der fachlichen Weiterbildung am Selbstbau interessiert sind. Ihnen und allen Praktikern, die mit Entwicklung, Bau oder Prüfung von Empfängern mit UKW-Bereichen zu tun haben, seien die nun folgenden Abschnitte des 3. Kapitels gewidmet.

Wegen der begrenzten Reichweite der Ultrakurzwellen war der UKW-Empfang ursprünglich nur zur regionalen Verbreitung eines zweiten Programms (neben dem des „zuständigen" Mittelwellensenders) gedacht. Der industrielle Wettbewerb führte jedoch zu einer vorher unbeabsichtigten Steigerung der Empfängerempfindlichkeit bis an die physikalisch mögliche Grenze. So kommt es, daß der zur Aufnahme eines Bezirkssenders ausreichende Geradeausempfänger schon zu Beginn der Geräteentwicklung vom Superhet verdrängt wurde, während sich der sogenannte Pendler trotz hoher Empfindlichkeit wegen seiner Qualitätsmängel und seiner Strahlungsfreudigkeit nicht halten konnte.

Auch die Abschnitte dieses Kapitels sind daher vorwiegend den Superhets vorbehalten, wobei dem Charakter der Radio-Praktiker-Bücherei entsprechend die beim Selbstbau auftretenden Probleme den Vorrang vor den industriellen Entwicklungspunkten haben sollen.

3.1 Wahl der Schaltung

Während beim Selbstbau von Radiogeräten für die klassischen Wellenbereiche die Wahl der Schaltungsklasse vorwiegend eine wirtschaftliche Frage ist, hängt sie bei der UKW-Rundfunktechnik in erster Linie von der Entfernung des oder der nächsten Sender ab. Wer in über 100 km Entfernung vom nächsten UKW-Sender wohnt, muß schon eine leistungsfähige Superhetschaltung wählen und auf die Antenne besondere Sorgfalt verwen-

den, um überhaupt etwas hören zu können, während der gleiche Aufwand in unmittelbarer Sendernähe nur dann Sinn hat, wenn man außer diesem Sender auch noch entferntere Stationen unter Ausnutzung zufälliger günstiger Übertragungsbedingungen hören will. Für den Empfang eines nahen Senders genügt schon ein einfacher Geradeausempfänger, den man bei ausreichender Feldstärke mit einem verzerrungsarmen, selbstbegrenzenden Demodulator ausstatten kann.

Innerhalb dieser beiden Grenzfälle sind nun fast beliebig viel Schaltungsmöglichkeiten offen, die einander jedoch keineswegs gleichwertig sind. Für industriell hergestellte Empfänger bevorzugt man allerdings stets eine Superhetschaltung, weil sie neben besserer Störungsfreiheit bei eindeutiger und leichterer Abstimmung eine verzerrungsärmere Demodulation zuläßt.

Einige Forderungen, die an Industriegeräte gestellt werden, sind in **Tabelle V** aufgeführt.

Unter Beachtung dieser Forderungen geht man, soweit es im Einzelfall erforderlich ist, bei der Auswahl einer Schaltung zweckmäßig von der am Empfangsort zu erwartenden Feldstärke oder Antennenspannung aus, um an Hand des Spannungsbedarfs des Demodulators oder des Amplitudenbegrenzers die erforderliche Gesamtverstärkung zu überschlagen. Die Feldstärke oder die durch sie hervorgerufene Antennenspannung ist aber nur dann ein Maß für die Spannung am Eingangskreis, wenn es gelingt, die Antenne reflexionsfrei an den Empfänger anzukoppeln, mit anderen Worten: stehende Wellen auf der Speiseleitung zu vermeiden. An der Übergangsstelle Antenne : Leitung ist diese Bedingung leicht zu erfüllen, wenn ein Antennenkabel mit einem Wellenwiderstand, der dem Anpassungswiderstand der Antenne entspricht, verwendet wird. Anders bei dem Übergang Speiseleitung : Antennenspule/Eingangskreis. Wenn beispielsweise die Antennenspule mit 1...3 Windungen zur Erzielung einer Spannungstransformation von 1 : 2 nur die Hälfte der Windungszahl einer Kreisspule besitzt, läßt sich die optimale Anpassung an den Wellenwiderstand der Leitung nur durch Messung oder Versuche (Änderung der Antennenspulen-Induktivität durch Veränderung des Windungsabstandes; Änderung der Kopplung) erzielen. Setzt man eine so erreichte optimale Anpassung voraus,

Tabelle V. Einige Forderungen an industriell gefertige UKW-FM-Empfänger

Eigenschaft	ZVEI-Richtlinien für UKW-Empfänger (vom 21. 12. 1949; z. T. überholt)	Derzeitige Forderungen, einschließlich DIN 45500 Bl. 2
Empfangsfrequenz	87,5 bis 100 bzw. 108 MHz	87,5 bis 104 bzw. 108 MHz
Empfängereingang	symmetrisch: 240-Ω-Bandleitung unsymmetrisch: 60-Ω-Koax-Kabel	nach DIN 45310
Störabstände	– ; später: Rauschabstand 26 dB ≙ Signal/Rausch-Verhältnis 20 : 1 bei 12 kHz Hub und 50 mW Output	Fremdspannungsabstand: Mono ≥ 50 dB; Stereo ≥ 46 dB Geräuschspannungsabstand: Mono ≥ 60 dB; Stereo ≥ 54 dB
Störstrahlung	Superhets: 200 mV, Pendler: 2 mV an 240-Ω-Antenneneingang	nach VDE 0872 Teil 1
Zwischenfrequenz	10,7 MHz [$f_{Osz.} > f_{Empf.}$]	10,7 MHz
Trennschärfe	entsprechend einem Frequenzabstand benachbarter Sender von mindestens 800 (über 400) kHz	vgl. Abschnitt 2.4
Nf-Bereich	bis 15 kHz; Deemphasis = 50 µs	mind. 40–12 500 Hz ± 3 dB; 50–6300 Hz ± 1,5 dB
Nf-Ausgang	–	je Kanal bei 40 kHz Gesamthub: 0,5...2 V an ≤ 47 kΩ
Klirrfaktor	sendeseitig 2 % (AM: 3 %!)	≤ 2 % bei 40 kHz Gesamthub
Besonderheiten bei Stereo-Betrieb	–	Unterschied der Übertragungsmaße beider Kanäle max. 3 dB im Bereich 250...8300 Hz Übersprechdämpfungsmaß für 200... 6 300 Hz: ≥ 20 dB 6 300...16 000 Hz: ≥ 15 dB Pilotton-Fremdspannungsabstand für 67,5 kHz Gesamthub: bei 19 kHz: ≥ 20 dB, bei 38 kHz: ≥ 30 dB

so kann man am Gitter einer Hf-(UKW-)Vorstufe eine Spannung in der Größenordnung der doppelten Antennenspannung erwarten. Bei einer Transistor-Eingangsstufe kann dagegen wegen der Anpassung an ihren niedrigeren Eingangswiderstand meist nur die halbe Antennenspannung genutzt werden.

Das Verhältnis der zur Aussteuerung des Demodulators (bzw. seines Amplitudenbegrenzers) erforderlichen Spannung zu der am Eingangskreis stehenden Spannung ergibt die erforderliche Zwischenverstärkung. Hierzu braucht nur ein relativ kleiner Sicherheitszuschlag gemacht zu werden, weil man im allgemeinen auf eine automatische Verstärkungsregelung verzichten kann.

Man muß sich jedoch sorgfältig überlegen, wie (besonders bei Superhetschaltungen) die Gesamtverstärkung am besten auf die einzelnen Stufen verteilt werden kann. Zwei Gesichtspunkte stehen sich hier gegenüber und müssen nach den Möglichkeiten und Verhältnissen des einzelnen Falles erwogen werden: einerseits der Grundsatz, möglichst wenig Stufen auf UKW-Frequenzen und möglichst viel Stufen auf der Zwischenfrequenz arbeiten zu lassen, weil dort eine höhere Stufenverstärkung möglich und die Röhrenfrage weniger kritisch ist. Und andererseits der Gedanke, die Gesamtverstärkung möglichst gleichmäßig auf Vor-, Misch- und Zf-Stufen zu verteilen, um leichter zu einem stabilen Gerät zu kommen. Zweifellos hat gerade der letzte Gedanke viel für sich, da (trotz der niedrigen Stufenverstärkung) wegen der unvermeidlichen Elektroden-Kapazitäten bei den hohen Frequenzen schnell die Rückkopplungsbedingung erfüllt wird und mehrere auf gleicher Frequenz arbeitende Stufen nur mit einigem Aufwand (Neutralisation, Abschirmung) frei von jeder Schwingneigung gehalten werden können.

Die mit Röhren praktisch erreichbaren Stufenverstärkungen liegen in folgenden Größenordnungen:

Hf-(UKW-)Vorstufen	5...16fach ≙ 14...24 dB
Multiplikative Mischstufen	4... 8fach ≙ 12...18 dB *)
Additive Mischstufen	14...70fach ≙ 16...37 dB *)
Zf-Stufen	12...80fach ≙ 21...38 dB.

*) bezogen auf die Sekundärseite des Zf-Bandfilters

Tabelle VI. Unverbindliche Beispiele für Spannungspegel bzw. Stufenverstärkungen in AM/FM-Empfängern (Die Spannungspegel beziehen sich jeweils auf den Stufeneingang)

	Größe	Antenne (240 Ω)	Vor-stufe	additive Misch-stufe	1. Zf-Stufe	2. Zf-Stufe	3. Zf-Stufe	Demodulator	Nf-Teil mV	für Ausgangsistg. mW
Transistoren	FM-Spannung µV	1,5	0,7	1,8	12...19	150...200	1050...2100	•	2,8 mV	50
		3,6	1,6	4,5	29...40 an 400 Ω	290...550 an 400 Ω	2800...8000 an 50 Ω	•	1000	≥ 400
	Verstärkung	–	8,5 dB	19,5 dB	20,4 dB	20,5 dB	•	–	•	•
	AM-Spannung µV	z. B. 7,5	–	2,6.... 3	53... 63	600...2100	–	82	2,8...3,8 mV	50
		z. B. 500	–	4 ...19	65...300	1500...5600	–	150...220	10...50 mV	z. B. 3500
	Verstärkung	–	–	16,4...28	11... 23	22 dB	–	– 14 dB	56 dB	•
Röhren	FM-Spannung µV	10	20	300	3 000	230 mV	•	•	≤ 6 V	
		100	200	1000	10 000	750 mV	•	•	≤ 6 V	
	Verstärkung		40...52 dB							

Dabei ist für die Zf-Verstärkung eine Zwischenfrequenz von 10,7 MHz bei 200...300 kHz Bandbreite über zweikreisige Bandfilter vorausgesetzt. Die entprechenden Verstärkungszahlen von transistorbestückten Stufen liegen in der Regel (vor allem im Zf-Teil) mit Werten um 11...23 dB unter den Daten röhrenbestückter Stufen.

Die in Vor- und Mischstufen erreichbaren Verstärkungen sind von vielen Faktoren abhängig, die bei den klassischen Wellenbereichen weniger bedeutsam sind, so besonders von dem erreichbaren Eingangswiderstand. Dieser hängt nicht nur vom Transistortyp oder davon ab, welche Röhre gewählt wird und ob deren Katodenleitungs-Eigenschaften kompensiert werden oder nicht, sondern auch von der Mischschaltung und von dem Frequenzgang der Überbrückungskondensatoren [vgl. Abschnitt 3.23]. Einige, natürlich nicht allgemeingültige Zahlenbeispiele für Stufenverstärkungen bzw. Spannungspegel sind in **Tabelle VI** zusammengestellt, um dem Leser einen Anhaltspunkt für die praktisch vorkommenden Größen zu geben.

3.11 Zum Selbstbau reiner *UKW-Empfänger*

Für Anfänger und in der UKW-Praxis weniger erfahrene Amateure empfiehlt es sich, zunächst einen reinen UKW-Empfänger nach einer Bauanleitung (Fachzeitschrift, Versandhandel) zu bauen und sich erst nach gründlicher Erweiterung des Erfahrungsschatzes der Schaltungstechnik kombinierter Geräte zuzuwenden. Zwar wird der Selbstbau solcher Geräte – im Gegensatz zur Anfangszeit der UKW-Ära – heute wesentlich dadurch erleichtert, daß die Einzelteilindustrie fachgerecht entwickelte und sorgfältig hergestellte Bausteine in ausreichender Vielfalt zur Verfügung stellt – doch ist es immer noch Sache des Gerätebauers, diese Einzelteile zusammen mit der übrigen Schaltung so gedrängt und doch verlustarm aufzubauen, daß die vorher berechnete (oder meist nur erwartete) Empfangsleistung und Zuverlässigkeit im Betrieb auch tatsächlich verwirklicht werden.

Wer beim Selbstbau von größeren UKW-Empfängern nach Gutdünken oder auch nach käuflichen Bauplänen erst einmal einige Mißerfolge gesammelt hat, weil ihm bis dahin die speziellen Kenntnisse fehlten, wird vielleicht verstehen, warum im

1. und 2. Kapitel so großer Wert auf scheinbar rein theoretische Dinge gelegt wurde. Es ist unbestritten, daß eine große Zahl von Empfängern, die ohne die nötigen Erfahrungen gebaut wurden, „auf Anhieb" oder nach einigem Probieren „etwas sagten". Darauf kann man sich aber in der UKW-Technik nicht verlassen und man kann so schon gar nicht mit Industriegeräten gleicher Kreis- und Röhrenzahl konkurrieren. Daher immer wieder unsere Mahnung, sich zuerst genau mit der Schaltung, die man bauen will, vertraut zu machen und die Funktion eines jeden Teiles nebst seiner Wirkung auf die Umgebung zu studieren, ehe man mit der Einzelteilanordnung und der Verdrahtung beginnt. In konsequenter Verfolgung dieses Grundsatzes werden in dem vorliegenden Band keine Bau- und Verdrahtungspläne gebracht. Sie werden nämlich nie wirklich genau nachgebaut (die Mißerfolge sind dann „selbstverständlich" Schuld des Autors!), verleiten überdies zur Unselbständigkeit und vermitteln meist nur negative Erfahrungen.

Zum Thema *Pendelrückkopplungsstufen* sei zunächst grundsätzlich bemerkt, daß man sie nach Möglichkeit überhaupt nicht bauen sollte. Abgesehen von der häßlichen Eigenstrahlung kann die Wiedergabequalität aus physikalischen Gründen nie der hohen Sendequalität gerecht werden. Bei mittleren und hohen Feldstärken tut es fast immer auch ein normal rückgekoppeltes Ultraaudion, während bei geringen Feldstärken im Interesse besserer Störbefreiung eine Superhetschaltung vorzuziehen ist. Da die Pendler aber gerade für die Anfängerzeit ein dankbares Experimentierobjekt sind, an dem man viel lernen kann, werden im Abschnitt 4.2 zwei Beispiele besprochen. Der Benutzer solcher Schaltungen muß sich jedoch darüber im klaren sein, daß im Interesse seiner Mitmenschen auch schon die Brettschaltung – oder gerade diese – nur mit Vorstufe und möglichst weitgehender Abschirmung in Betrieb genommen werden sollte. Ein Pendler ohne Vorstufe kann immerhin im Umkreis von 100 m jeden Empfang innerhalb eines sehr breiten Frequenzspektrums unmöglich machen, besonders, wenn mit Impulsen (Sperrschwinger oder Kippglied) an Stelle von sinusförmigen Pendelschwingungen (besonderer, normal geschalteter Pendeloszillator) gearbeitet wird.

Wenn man sich zum Bau eines Superhets entschließt, ist vorher natürlich eine größere Zahl von Teilproblemen zu klären als beim Geradeausempfänger. Bereits die Wahl der *Oszillatorfrequenz* will überlegt sein. Grundsätzlich kann ja die Oszillatorfrequenz um die Zwischenfrequenz *über* oder *unter* der Empfangsfrequenz liegen, wobei in der UKW-FM-Technik die Frage der Spiegelfrequenzsicherheit von untergeordneter Bedeutung ist. Zur Erzielung einer hohen Schwingspannung [für einwandfreie Aussteuerung der Mischstufe im Interesse großer Mischverstärkung und guter Frequenzkonstanz] nimmt man natürlich gern die niedrigere Oszillatorfrequenz. In Stadtgebieten kann man dabei aber mit dem Polizeifunk und anderen kommerziellen Diensten in Kollision geraten, so daß es sich empfiehlt, die *höhere* Oszillatorfrequenz anzuwenden.

Mit der Oszillatorfrage hängt wie immer die Dimensionierung der *Mischstufe* eng zusammen. Hier muß als erstes die Bestükkungsfrage geklärt werden, die davon abhängt, ob man additive oder multiplikative Mischung anwenden will. Bei additiver Mischung benutzt man neben Trioden auch steile Hf- bzw. Breitbandpentoden, während zur multiplikativen Mischung Verbundröhren bevorzugt werden. Auch Mischschaltungen mit Dioden [31] und Doppeltrioden [32] sind bekannt. Für Transistorempfänger kommt nur die additive Mischung in Betracht.

Kommt man bei der Überlegung, wie die erforderliche Gesamtverstärkung eines Röhrengerätes am besten auf die verschiedenen Stufen zu verteilen sei, zu dem Entschluß, eine *Vorstufe* einzubauen, so ist es prinzipiell gleichgültig, welche Mischart und damit welche Röhrenart verwendet wird. Will man jedoch ohne Vorstufe arbeiten, so wird man in den meisten Fällen der steilen Pentode in additiver Mischschaltung den Vorzug geben, weil sie – eine ausreichend kräftige Oszillatorröhre vorausgesetzt – eine höhere Mischverstärkung bei erheblich größerem Eingangswiderstand ermöglicht. Ihr Nachteil ist die höhere Eigenstrahlung, die man aber auch bei fehlender Vorstufe leicht neutralisieren kann.

In Schaltungen mit hoher Zf-Verstärkung ist das geringere Eigenrauschen der additiven Mischung mit Pentoden angenehm. Die multiplikative Mischung weist demgegenüber eine weit ge-

ringere Eigenstrahlung auf (weil die Oszillatorfrequenz nicht unmittelbar an das Eingangsgitter gelangt) und zeigt (bei Verbundröhren) weniger Schwierigkeiten hinsichtlich der richtigen Oszillator-Dimensionierung.

Was in der Vorstufe gewonnen wird, geht oftmals durch unsachgemäße Ankopplung an die darauffolgende (Misch-)Stufe teilweise wieder verloren. Der Eingangswiderstand der folgenden Röhre belastet nämlich den Außenwiderstand der Vorröhre, so daß man für optimale UKW-Verstärkung die nachfolgende Stufe regelrecht anpassen muß. Wer also die hierfür maßgebenden theoretischen Zusammenhänge nicht übersieht, tut gut daran, wenigstens einige Versuche mit verschieden untersetzten Koppelgliedern vorzunehmen. In der Praxis sind die Zusammenhänge reichlich verwickelt, und sie werden überdies durch Zufälligkeiten im Aufbau und in den Eigenschaften der benutzten Bauteile beeinflußt, so daß man keine allgemeingültigen Dimensionierungsregeln angeben kann.

Da die wichtigsten *Zf-Verstärker*-Probleme an anderer Stelle besprochen werden, sei hier nur darauf hingewiesen, daß es wenig Sinn hat, mit anderen Zwischenfrequenzen als 10,7 MHz und anderen Kreiskapazitäten als 40...70 pF zu experimentieren, weil sich gerade hier die günstigsten Ergebnisse erzielen lassen. Die natürliche Spulendämpfung (vgl. den nächsten Abschnitt) und die angegebene Größenordnung der Parallelkapazität ergeben nämlich bei zweikreisigen, unterkritisch [34] oder höchstens kritisch gekoppelten Bandfiltern gerade brauchbare Werte für L/C-Verhältnis, Resonanzwiderstand und Bandbreite. Daher können die aus frühen amerikanischen Schaltungen her bekannten besonderen Dämpfungswiderstände, die auf der Anwendung einer niedrigeren Zwischenfrequenz [36] basieren, wegfallen.

Auch die Verwendung von Einzelkreisen (Sperrkreis-Kopplung bringt keinen Vorteil, weil doppelt so hohen Resonanzwiderständen eine entsprechend kleinere erzielbare Bandbreite gegenübersteht, die nur durch zusätzliche Kreisbedämpfung unter Verzicht auf Verstärkung und Selektion auf das notwendige Maß gebracht werden kann. Man muß ja immer daran denken, daß man im Interesse guter Wiedergabe, und weil der Frequenzkonstanz aller Schaltungsbausteine technische Grenzen gesetzt sind,

nicht mit der theoretischen Durchlaßbreite von ± 75 = 150 kHz rechnen kann, sondern selbst bei temperaturkompensiertem Oszillator und Demodulator und bei ausreichender Phasenlinearität über den Durchlaßbereich Bandbreiten von 400...200 kHz zugrunde legen muß.

Vor der üblichen Berechnung der möglichen Stufenverstärkungen und daraus der erforderlichen Stufenzahl muß man wissen, welchen Demodulator man verwenden will und welche Zf-Spannung der gewählte Demodulator bzw. sein Begrenzer benötigen. Mit der kleinsten Zf-Spannung kommt man bei der *Flankendemodulation* aus. Die Demodulation an einer Flanke der gesamten Zf-Durchlaßkurve genügt zweifellos höheren Ansprüchen als die an der Flanke eines einfachen Kreises. Trotzdem ist diese Demodulationsart bei Selbstbaugeräten nicht zu empfehlen, weil ihre Einstellung schwieriger und ihr Klirrfaktor höher als bei anderen Demodulatoren ist. Dem Wesen der Flankengleichrichtung entsprechend muß auch auf jede besondere Amplitudenbegrenzung verzichtet werden.

Wie wir weiter aus **Tabelle VII** ersehen, ist der empfindlichste der begrenzenden Demodulatoren der *Bradley-Oszillator*. Danach steht als empfindlichster begrenzender Demodulator der *Verhältnis-Demodulator* (Ratiodetektor) zur Verfügung, der zwar nicht leicht einzustellen ist, aber wegen seiner Empfindlichkeit bei den Mittelklassensuperhets der Industrie bevorzugt wird, zumal die von ihm abgegebene Nf-Spannung in der gleichen Größenordnung wie die üblicher Tonabnehmer liegt und daher in den meisten Fällen zur Aussteuerung zweistufiger Nf-Verstärker ausreicht. Außerdem ist er nicht auf einen vorgeschalteten Amplitudenbegrenzer (und damit auf hohe Vorverstärkung) angewiesen [4]. Die am Ratiodetektor gleichzeitig entstehende amplitudenabhängige Gleichspannung läßt übrigens nicht nur ihre Verwertung als Regelspannung zu, sondern ist auch in vielen Fällen zur Steuerung des Magischen Auges im nachgeschalteten Empfänger ausnutzbar. Eine ähnlich aussehen-

[4]) Trotzdem ist eine Begrenzerstufe vor dem Ratiodetektor durchaus zu begrüßen, weil sie höhere Belastungswiderstände in der Diodenschaltung und damit innerhalb des hier besonders kritischen Arbeitspunktes bessere Anpassungsbedingungen zuläßt.

Tabelle VII. Einige Demodulatoren für Superhets

Bezeichnung	Bild	Demodulierendes Bauelement	Amplituden-Begrenzung	Zf-Spannungs-Bedarf	abgegebene Nf-Spannung (± 22 kHz Hub)
* Flankendemodulation	35	Röhren- oder Halbleiterdiode	unzulässig	unbestimmt	je nach Zf-Spannung
Bradley-Oszillator	39	Heptode mit min. C_{g1g3}	systemeigen	0,3...0,5 V am Osz.-Gitter 75 mV am Gitter der letzten Zf-Röhre	etwa 2 Volt
Verhältnis-Demodulator (Ratiodetektor)	38 75–82	Duodiode oder Varistor	systemeigen (+ letzte Zf-Stufe)	100 mV am Gitter der letzten Zf-Röhre	z. B. 0,5 Volt
ω-Detektor	(40) 41	Enneode bzw. Nonode (EQ 80)	systemeigen	8 Volt an g3 und g5, einige Zehntel Volt am Gitter der letzten Zf-Stufe	etwa 20 Volt
Phasenbrücken-Diskriminator (Foster-Seeley; Rieggetkreis)	37	Duodiode oder Varistor	letzte Zf-Stufe	5...10 Volt am Begrenzergitter	etwa 5 Volt
Frequenzwaagen-Demodulator (Round-Travis)	36	Duodiode oder Varistor	letzte Zf-Stufe	5...10 Volt am Begrenzergitter	einige, z. B. 5, Volt

de, aber leichter einzustellende Phasendemodulationsschaltung des gleichen Namens, die eine Drossel statt der zusätzlichen Koppelspule verwendet und mit kapazitiver Hilfskopplung arbeitet, hat sich besonders in der Schaltungstechnik der Amateurgeräte eingebürgert, ohne daß sie sonst besondere Vorteile hätte (vgl. die Ausführungen in den Abschnitten 2.52 und 3.26).

Bezogen auf das Gitter der letzen Zf-Stufe ist der φ-Detektor kaum unempfindlicher als der Verhältnis-Demodulator. Er nimmt unter allen aufgeführten Demodulatoren insofern eine Sonderstellung ein, als er durch Abgabe von Nf-Spannungen um 20 Volt eine Nf-Stufe einspart. In der Praxis wird er jedoch wie die anderen Demodulatorarten kaum noch benutzt. Als Ausnahme von dieser Feststellung kann der Diskriminator hinter einem Amplitudenbegrenzer gelten, der ja in der FM-Technik den solidesten und bezüglich der Wiedergabequalität besten Demodulator darstellt. Was übrigens den Demodulatorausgang betrifft, so kann das Höhenebnungsglied oft wegfallen [38]; in Stereoschaltungen wird es meist erst hinter der Trennstufe im Hauptkanal angeordnet, um einen ungünstigen Frequenzverlauf im Unterträgerbereich als Folge der nicht frequenzlinearen Belastung des Ratiodetektors zu vermeiden.

Hat man alles überlegt, was für die erstrebten Empfangseigenschaften des geplanten UKW-Superhets von Bedeutung sein könnte, so wird zunächst die Schaltung in der Form aufgezeichnet, wie man sie sich selbst vorstellt und wie man sie mit den vorhandenen oder beschaffbaren Teilen bauen zu können glaubt. Unter ständigem Vergleichen mit ähnlichen Schaltungen, wie sie hier oder als Industrieschaltbilder in den Fachzeitschriften veröffentlicht wurden, kann dann das endgültige Schaltbild ausgearbeitet werden, wobei man sich jedoch immer über die Gründe für abweichende Einzelteil-Dimensionierungen klarzuwerden versuchen sollte. Gerade in UKW-Schaltungen findet man nicht selten Kondensatoren, Widerstände oder Drosseln, die ihr Dasein besonderen Verhältnissen im praktischen Aufbau des der Schaltung zugrunde liegenden Gerätes verdanken. Andererseits kommt es auch vor, daß derartige Bauelemente gerade fehlen, weil besonders günstige Stufenaufteilungen oder Abschirmungen sie erübrigen. Ein Grund mehr, niemals sklavisch nachzubauen!

Reine UKW-Superhets sind insofern leichter zu beherrschen, als bei ihnen zahlreiche Schwierigkeiten entfallen, die bei kombinierten AM/FM-Empfängern im Zusammenhang mit der AM/FM-Umschaltung, mit der doppelten Ausnützung der Röhren für ganz verschiedene Betriebsfrequenzen und aus anderen Gründen auftreten. Trotzdem müssen auch hier vor dem Bau eines Gerätes stets einige Fragen geklärt werden, von denen die wichtigsten schon besprochen wurden.

Ein sehr wesentlicher Punkt in der Amateurpraxis ist die *Bestückungsfrage*. Da nämlich die aktiven Bauelemente zu den teuersten Einzelteilen jedes Empfängers gehören, wird die Wahl der Schaltung oft davon abhängig sein, welche bereits vorhandenen Röhren oder Transistoren verwendet werden sollen, bzw. wieviel für eine Neubestückung aufgewendet werden kann. Mehr als sonst in der Hf-Technik ist hier jedoch falsche Sparsamkeit von Schaden.

Während im Nf-Teil meist noch alle Möglichkeiten für eine bunte Bestückung offen stehen, kann man im Zf-Verstärker röhrenbestückter Empfänger nur steile Pentoden mit großem S/C-Verhältnis verwenden, wenn man nicht die Stufenzahl und damit auch die Zahl der Einzelteile unnötig vergrößern will. Erst recht im Mischkopf des Empfängers einschließlich der Vorstufe steht und fällt die Empfangsleistung mit der Bestückung. Aus den früher aufgeführten Gründen können hier vorhandene Röhren nur verwendet werden, wenn sie neuzeitlichen Röhrenserien angehören und auch elektrisch geeignet sind. Selbstverständlich ist auch, daß sie noch ihre volle Leistungsfähigkeit haben sollten, sonst kann es passieren, daß man gerade mit dem Abgleich des Gerätes fertig ist und schon eine Röhre auswechseln muß. Das ist in UKW-Stufen mitunter peinlich, weil die Eigenkapazität der Röhre einen wichtigen Teil der Abstimmkapazität ausmacht, aber von Röhre zu Röhre wegen der unvermeidbaren Fabrikationsstreuungen etwas abweicht und dann beim Röhrenwechsel den mühsam erzielten Abgleich verschlechtert.

Andererseits sind Versuche, durch Anwendung von Reflexschaltungen Röhren einsparen zu wollen, nur in Ausnahmefällen empfehlenswert. Obgleich die doppelte oder gar dreifache Ausnutzung einer Röhre (*Blaupunkt*) wegen der großen Frequenz-

abstände in Industrieschaltungen gang und gäbe war, setzt die richtige Wahl des Arbeitspunktes und die zweckentsprechende Dimensionierung der Frequenzweichen gewisse Erfahrungen voraus, die durchaus noch nicht Gemeingut aller Amateure geworden sind. Grundsätzlich besteht auch die Möglichkeit, eine Fremodyneschaltung, die ja streng genommen auch eine Superhetschaltung (Zf-Pendler) darstellt, zu wählen und dadurch Röhren einzusparen. Obwohl dieses Empfangsprinzip zu einer gewissen Vollkommenheit entwickelt werden kann, wie ein UKW-Zusatzgerät von Lorenz zeigte, das mit zwei Verbundröhren und drei Kreisen auskam, wollen wir doch an dieser Stelle aus verschiedenen Gründen von seiner Besprechung absehen, zumal Einzelteile für Zwischenfrequenzen von 16 bis 20 MHz schwer erhältlich sind. Hinzu kommt, daß die Röhrenersparnis durch Nachteile, wie sie den meisten Pendlerschaltungen anhaften, und durch mangelnde Brillanz der Wiedergabe erkauft würde.

Es ist daher allgemein bei UKW-Schaltungen (und erst recht bei denen der Fernsehempfänger) richtiger, mit dem Bau eines Gerätes solange zu warten, bis man alle Einzelteile dafür erschwingen kann.

3.12 Zum *Selbstbau kombinierter AM/FM-Empfänger*

Der Allwellenempfänger mit harmonisch eingebautem UKW-Teil (bei dem also AM- und FM-Stufen möglichst weitgehend mit denselben Transistoren bzw. Röhren auskommen) beherrscht bereits seit dem Empfänger-Jahrgang 1951/52 fast ausschließlich das Feld der industriell gefertigten Rundfunkempfänger. Seinem Verwendungszweck entsprechend wird dieser Gerätetyp durchweg mit einem sorgfältig bemessenen Nf-Teil ausgerüstet, dessen wichtigster Bestandteil ein Lautsprecher, bei Spitzengeräten auch eine Lautsprecherkombination, mit einem ausreichend großen Frequenzumfang (max. 30...15 000 Hz) ist. Da diese Empfänger kaum noch Wünsche offenlassen, lohnt sich der Selbstbau im allgemeinen nur dann, wenn Sonderwünsche erfüllt werden können. Wer aber mit Lust und Liebe Amateur oder Bastler ist, baut sich natürlich auch einen kombinierten Empfänger selbst, ungeachtet oder gerade wegen der Schwierigkeiten, die in der Planung wie in der praktischen Ausführung eines solchen Gerätes liegen. Zu-

dem ergibt sich gerade bei diesem Gerätetyp die sonst nur seltene Gelegenheit, kritische Einzelteildimensionierung und Leitungsführung genauestens kennenzulernen und bei vielstufigen Geräten Erfahrungen im Kampf mit der Schwingneigung und beim Abgleich zu sammeln.

Wie wir sahen, ist bei reinen UKW-Superhets die Wahl der Schaltung im wesentlichen durch Möglichkeiten in der Röhrenbestückung, durch die geforderte Empfängerempfindlichkeit und durch die Demodulatoreigenschaften bedingt. Es ergeben sich dort also nur verhältnismäßig wenig Schaltungsvarianten, die dazu noch sämtlich in ein Schema (Bild 14) passen. Zu den UKW-Belangen kommen nun beim kombinierten Empfänger der AM-Teil mit seinen Eigenheiten und das Problem der AM/FM-Umschaltung hinzu.

Die Notwendigkeit, besondere Umschalter für den Übergang vom AM- zum FM-Empfang vorzusehen, ergibt sich nicht allein aus der erforderlichen Wellenbereichumschaltung oder aus der Änderung der Modulationsart. Die Schwierigkeit liegt vielmehr darin, daß die zur Verarbeitung der Frequenzmodulation sehr breitbandigen Kreise wesentlich kleinere Resonanzwiderstände aufweisen als die entsprechenden AM-Kreise, daher nur kleinere Stufenverstärkungen zulassen und folglich mehr verstärkende Stufen verlangen. Deshalb müssen oft genug bei der AM/FM-Umschaltung ganze Röhrengruppen oder -funktionen umgeschaltet werden, um die grundsätzlich verschiedenen Forderungen des AM- und des FM-Empfanges innerhalb einer Schaltung auf einen Nenner zu bringen. Das Ergebnis ist eine Vielfalt an Schaltungsmöglichkeiten, wie wir sie weiter unten auszugsweise kennenlernen werden.

Abgesehen von der Umschaltfrage gibt es bei kombinierten Empfängern eine Reihe anderer Faktoren, die den Aufbau der Schaltung bestimmen. So kann man eine Triode-Hexode (‚CH..-Typ) ohne weiteres zur Erzeugung der Oszillatorfrequenz und zur multiplikativen Mischung für alle Bereiche heranziehen, während die für UKW-Zwecke bessere selbsterregte Pentode in additiver Mischschaltung nicht ohne besonderen Oszillator, also ohne zusätzliche Röhre für die AM-Bereiche, mitbenutzt werden kann, abgesehen davon, daß die zusätzlichen Umschalter alle

Vorteile dieser Mischart auf UKW illusorisch machen würden. Daher und wegen der besseren Rauscheigenschaften ist es üblich geworden, trioden- und transistorbestückte UKW-Tuner mit selbstschwingenden Mischstufen zu bauen und nur für Spitzengeräte getrennte Oszillatortrioden oder -transistoren vorzusehen.

Im *Zf-Teil* muß für FM-Empfang fast immer eine zusätzliche Verstärkerstufe vorgesehen werden, für die normalerweise bei AM-Betrieb kein Bedarf besteht. Wird aber neben dem UKW-Empfang besonderer Wert auf gute Kurzwelleneigenschaften gelegt, so ist auch im AM-Teil eine zweite Zf-Stufe nützlich, weil ein einwandfreier Kurzwellenempfang neben hoher Gesamtverstärkung mindestens drei geregelte Stufen voraussetzt. Abgesehen davon, daß in diesem Falle ein regelbares System gebraucht wird, das bei FM-Empfang meist nicht geregelt werden kann, ergeben sich dabei einige Dimensionierungsprobleme, die wegen ihres höheren Aufwandes an Einzelteilen und Prüfzeiten im Normalfall, d. h. bei Industriegeräten, gern umgegangen werden.

Ein anderes Problem liegt in der Frage, ob man für die *FM-Demodulation* stets eigene Dioden einsetzen muß, oder ob man sie mit der AM-Demodulation zusammenlegen kann, und wenn das möglich ist, wie dann die zur Aussteuerung dieses FM-Demodulators erforderliche höhere Zf-Verstärkung hergestellt wird, und was dergleichen mehr Probleme sind. Für das Aussehen der Schaltung ist weiterhin wichtig, ob der gewählte Demodulator eine besondere Begrenzerstufe erfordert und wie weit man eine solche Stufe zur Verstärkung der AM-Zf heranziehen kann, ohne die Umschaltung unnötig kompliziert zu machen.

Die Zahl der nötigen *AM/FM-Umschaltkontakte* wiederum wird bestimmt durch die Anzahl der kombinierten Bandfilter, die geschaltet werden *müssen*, durch die Art der Mischstufe, durch den Demodulatortyp, das Aussehen der Empfängereingangsschaltung einschließlich der Vorstufe[n] usw. Wenn wir davon absehen, daß im Zuge des gemeinsamen Zf-Verstärkers einige Bandfilter meist nicht umgeschaltet zu werden brauchen, weil die Parallelkapazitäten des AM-Filters die FM-Zf, und die kleinen Induktivitäten der FM-Filter die AM-Zf praktisch ungehindert passieren lassen, wird also der notwendige Schaltungsaufwand

außer von der Bestückung weitgehend von der gewählten AM/FM-Umschaltung beeinflußt. Hier hat auch der praktisch mögliche Aufbau der Einzelteile insofern eine Rückwirkung auf die Durchführbarkeit der elektrischen Schaltung, als z. B. eine gitterseitige Umschaltung von AM-Schwingkreisen auf UKW-Kreis nur dort sinnvoll ist, wo die räumliche Anordnung wirklich extrem kurze Verbindungsleitungen zwischen Schalter einerseits und Gitter und Kreisen andererseits zuläßt. Bei Selbstbaugeräten ist dies aber nur selten der Fall, weil man Schalter und übrige Einzelteile so verwenden muß, wie man sie vom Handel angeboten bekommt oder wie man sie mit eigenen Möglichkeiten anfertigen kann – ein weiteres Argument für in sich geschlossene Tuner.

Entscheidend für die praktische Lösung der AM/FM-Umschaltung ist auch der vorgesehene AM-Spulensatz, mit dessen Wahl wiederum die Einzelteilanordnung und der Umfang der Stabilisierungsmaßnahmen zusammenhängen. Schaltbild und Chassisaufbau nehmen ganz verschiedene Formen an, je nachdem, ob für den AM-Spulensatz ein Bastlererzeugnis mit getrenntem Wellenschalter, oder ein Wellenschalter mit darum herumgebauten Spulen, ob ein Industrieaggregat mit eingebautem Wellenschalter oder in dezentralisierter Bauweise zur Verfügung steht, ob man aus Gründen der bequemeren Bedienung lieber mit Drucktastensätzen arbeitet, oder ob man Spulenrevolver vorzieht. Der Spulenrevolver hat zwar ‚nur' sechs Schaltstellungen und läßt damit sechs Bereiche zu; dafür ermöglicht er andererseits eine äußerst elegante Einbeziehung des UKW-Bereiches – vorausgesetzt, daß die äußere Schaltung der Anfangsstufen für AM- wie für FM-Empfang im wesentlichen gleich aufgebaut sein kann.

Eine grundsätzliche Frage ist ferner, ob röhrenbestückte Anfangsstufen Katodenwiderstände und -kondensatoren erhalten müssen, weil beim FM-Betrieb häufig eine Schwundregelung und damit eine Grundgittervorspannung fehlt, oder ob eine Lösung mit fester Gittervorspannung auch auf kombinierte Geräte anwendbar ist. (Der in vielen Industriegeräten durchgeführte Verzicht auf Katodenwiderstände und feste Gittervorspannungen läßt sich nicht kritiklos auf Selbstbaugeräte übertragen und schon gar nicht, wenn der Nachbauende nicht weiß, wo er auf sie ver-

(Fortsetzung S. 98)

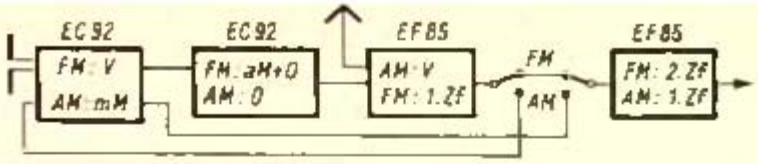


Bild 47

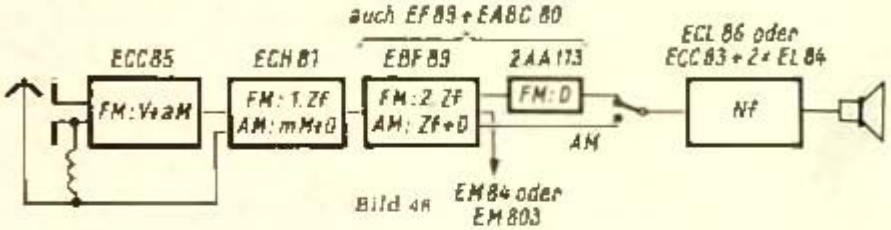


Bild 48

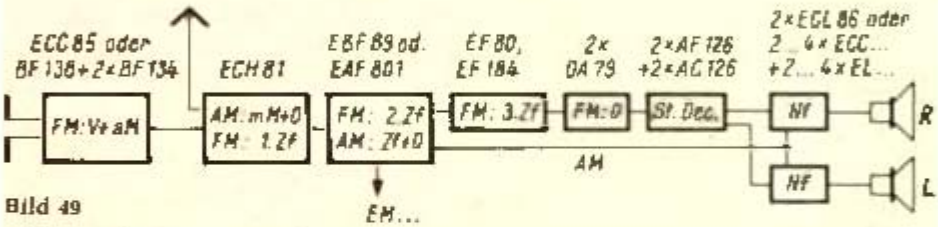


Bild 49

Bilder 47 bis 49. Blockschaltbilder röhrenbestückter AM/FM-Superhets. Bild 47 zeigt ein Beispiel für die früher viel angewendeten Umschaltungen nicht benachbarter Stufen (Blaupunkt). Bild 48 einen Mono-Heimsuper und Bild 49 einen Stereo-Heimsuper. Es bedeuten: V = Hf-Vorstufe, aM = selbsterregte additive mischende Mischstufe, mM = multiplikative Mischstufe, O = Oszillator, D = Demodulator, StDec = Stereo-Decoder

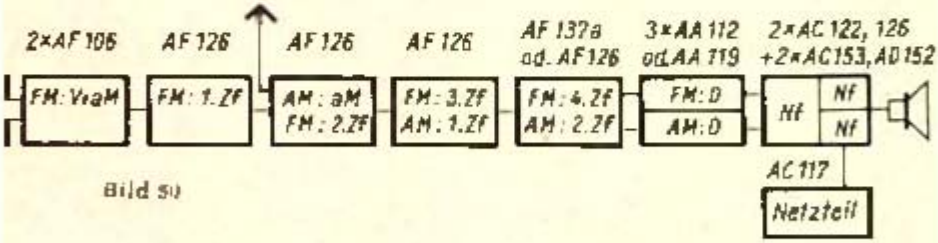


Bild 50

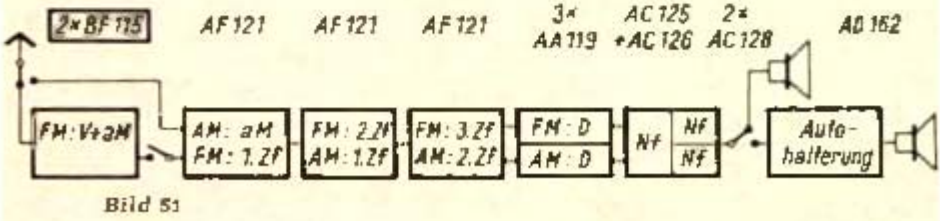


Bild 51

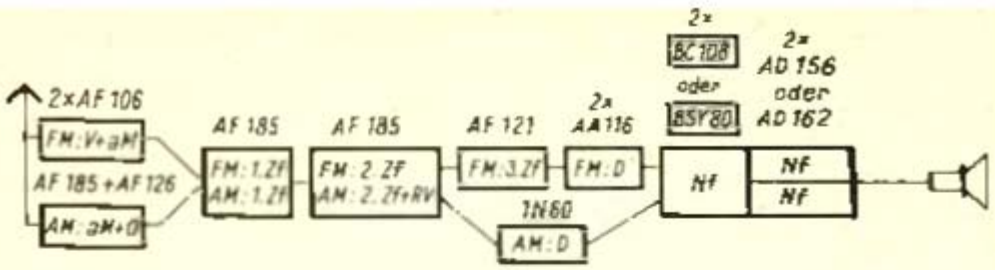


Bild 52

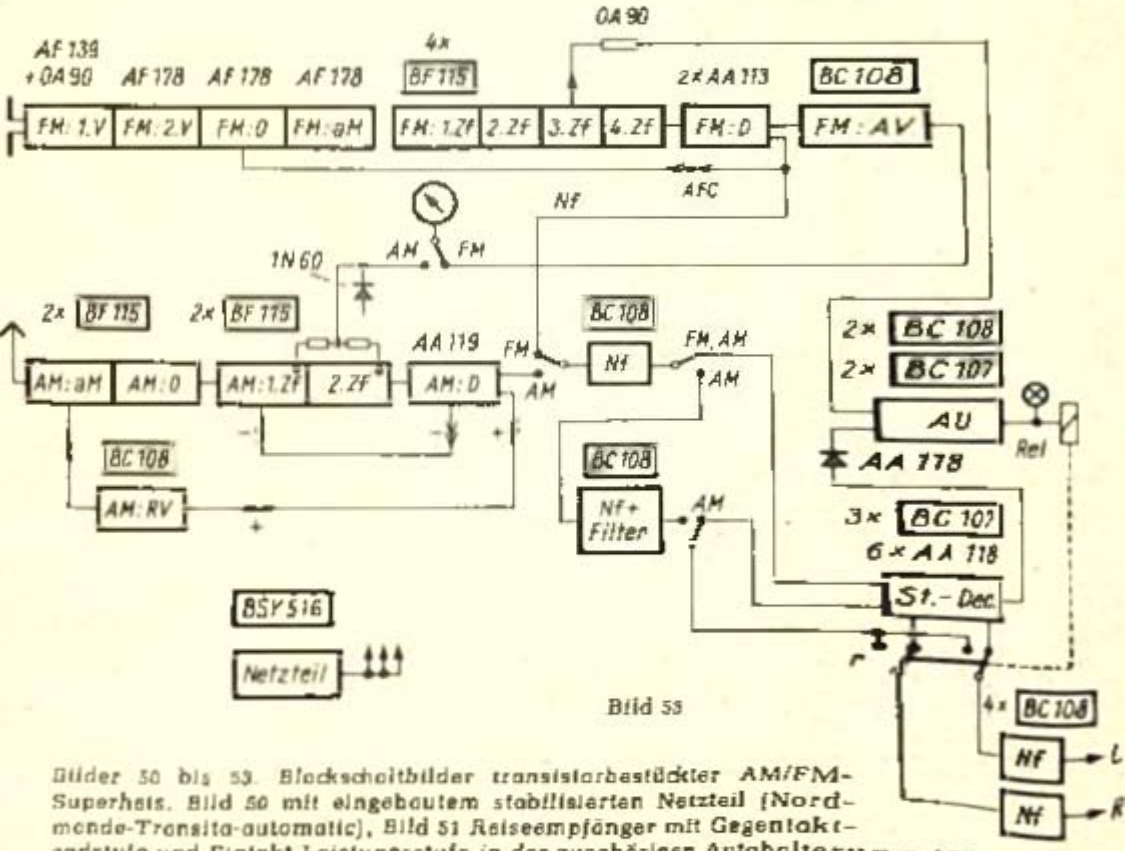


Bild 53

Bilder 50 bis 53. Blockschaltbilder transistorbestückter AM/FM-Superhets. Bild 50 mit eingebautem stabilisierten Netzteil (Nordmende-Transita-automatic), Bild 51 Reiseempfänger mit Gegentaktendstufe und Eintakt-Leistungsstufe in der zugehörigen Autohalterung (Philips-Colette), Bild 52 Autosuper (Grundig AS 40), Bild 53 Hi-Fi-Steuergerät mit getrennten AM- und FM-Schaltungsteilen (Grundig RT 40).
Eingerahmte Transistorbezeichnungen kennzeichnen npn-Typen. Die letzte FM-Zf-Stufe wird meist als Treiber für den Ratiodetektor bezeichnet.
Ferner bedeuten: RV = Regelspannungsverstärker, AV = Anzeigeverstärker, AU = automatische Mono/Stereo-Umschaltung, ÜF = (einstellbares) Filter gegen Überlagerungspfeifen.

zichten darf und wo nicht.) Ähnliche Überlegungen gelten für die Arbeitspunkte von Transistorstufen.

Schon an diesen wenigen Beispielen kann man ermessen, daß die Wahl der Schaltung bei einem kombinierten AM/FM-Superhet mit allerlei Nachdenken verbunden ist. Nun ist nicht jeder erfahrene Amateur auch ein perfekter Geräteentwickler. Deshalb wollen wir aus der Fülle der möglichen Anordnungen anhand der **Bilder 47** bis **53** einige Blockschaltungen bewährter Geräte kurz betrachten. In Verbindung mit den Schaltungsbeispielen der Kapitel 4 bis 6 mögen sie die Übersicht über die praktisch vorkommenden Anordnungen bei der Schaltungswahl erleichtern.

3.2 Wichtige Einzelprobleme

Von den vielen Faktoren, die bei Entwurf und Bau von UKW-Empfängern eine Rolle spielen, sind die wichtigsten in den folgenden Abschnitten behandelt. Vorab seien noch einige Hinweise für die Gestaltung der Hf-Kreise gegeben:

1. Es ist zwar aus verschiedenen Gründen günstig, die eigentlichen UKW-Kreise zu symmetrieren, doch empfiehlt es sich auch für den Selbstbau, die Kreise einseitig an Erde zu legen. Noch besser ist es u. U., wenn man die Katodenwiderstände wegläßt und damit Überbrückungskondensatoren innerhalb der Kreise vermeidet. In diesem Fall müssen natürlich wegen des Fehlens einer automatischen Lautstärkeregelung (samt den von ihr garantierten Grund-Gittervorspannungen) feste Gittervorspannungen im Netzteil erzeugt und – sorgfältig gesiebt – den Gittern zugeführt werden, wobei die Kreise über Kondensatoren an die Gitter gelegt werden müssen. Gewonnen wird bei diesem Verfahren eigentlich nur ein festes Bezugspotential für den Kreis wie für die Röhrenkatode. Demnach ist dieser Vorteil bei nicht zu vernachlässigender Katoden-Impedanz recht problematisch.

Für die Transistorschaltungen lassen sich ähnliche Überlegungen anstellen, obgleich hier (d. h. bei den üblichen niederohmigen Transistoren im Gegensatz zu Feldeffekt-Systemen) die Beschaltung der Bezugselektroden (Basis oder Emitter) weit weniger kritisch ist.

2. Wenn man den Abstimmungskondensator eines UKW-Kreises für günstigeres L/C-Verhältnis und wegen der dadurch

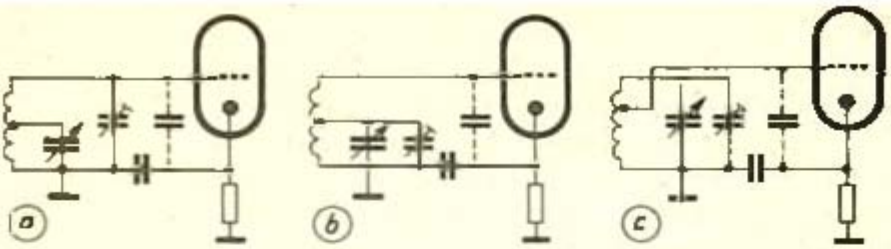


Bild 54. Eingangskreise mit Kapazitätstransformation

erreichten C-Abwärtstransformation an eine Spulenanzapfung legt, ist in jedem Fall Vorsicht geboten (**Bild 54**). Bei der Lösung a) kann sich nämlich durch den Paralleltrimmer, bei b) durch die Röhrenkapazität eine ungewollte zweite Resonanzfrequenz des Kreises ausbilden, die u. U. recht häßliche Eigenschaften entwickelt. In dieser Beziehung hat der Verfasser mit der Schaltmöglichkeit c), die z. B. bei Mittelabgriff der Spule den Eingangswiderstand durch Widerstandstransformation vervierfacht, weniger Enttäuschungen erlebt. Wenn kein zwingender Grund vorliegt, verzichte man lieber auf derartige Finessen und versuche, durch Verwendung *spezieller UKW-Drehkondensatoren* und geschickte Verdrahtung die kapazitive Belastung des Kreises herabzusetzen, wo dies erforderlich ist. Mitunter ist eine Variometerabstimmung mit festen Kreiskapazitäten günstiger. Im übrigen ergeben sich auch hier bei Transistorschaltungen andere Gesichtspunkte.

3.21 *Spulen- und Bandfilterfragen*

Im Gegensatz zur klassischen Radiotechnik verursacht die *Spulenfrage* in der UKW-FM-Technik allerlei Kopfzerbrechen. Das beginnt mit der Dimensionierung der eigentlichen UKW-Spulen und hört bei der problematischen Frage der Drosselberechnung auf. Besonders schwierig ist die Bemessung der eigentlichen *UKW-Spulen* für Eingangskreise und Oszillator. Da Hohlraumresonatoren, Topfkreise und Lechersysteme im 3-m-Band für eine praktische Verwendung viel zu groß sind, bleiben nur noch der Schmetterlingskreis [39] und ähnliche Gebilde – oder unsere guten alten Drahtspulen mit oder ohne Hf-Eisenkern übrig.

Eine besondere UKW-Schwingkreisform ist durch den Variokreis von *Hewel* [40] gegeben. Für den Selbstbau gewöhnlicher UKW-Zusatzgeräte tun es aber auch die alten Drahtspulen. Sie haben den Vorteil, daß sie leicht und schnell herzustellen sind, und den Nachteil, daß keine Spule der anderen gleicht, selbst wenn man sie mit „genau" gleichen Daten herstellt. Auch lassen sie sich schlecht voraus berechnen bzw. in ihren theoretischen und praktischen Werten in Übereinstimmung bringen (vgl. auch Band 80/80 b der RPB). Das ist einer der Gründe dafür, daß ein UKW-Gerät selten auf Anhieb geht und daß stets einige Abgleich- und Experimentierarbeit an den Spulen erforderlich ist, bevor die Kreise auf den richtigen Frequenzen arbeiten. Daher ist es unmöglich, für die Spulen genaue zuverlässige Angaben zu machen. Statt dessen werden in **Tabelle VIII** Richtwerte gegeben, deren Beachtung die erforderliche Abgleicharbeit auf ein Minimum reduziert. Der Abgleich besteht bei Luftspulen einfach darin, daß die Windungen mehr oder weniger auseinandergezogen oder zusammengedrückt werden. In den meisten Fällen genügt es sogar, nur eine Endwindung mehr oder weniger abzubiegen. Auch bei selbstgebauten Geräten kann man natürlich eine Variometer-, d. h. Permeabilitätsabstimmung vorsehen oder zumindest Spulen mit Schraubkern für leichteren Abgleich anwenden.

Obgleich der Experimentierlust des Amateurs hierin keinerlei Schranken gesetzt sind, empfiehlt es sich doch aus verschiedenen Gründen, die ersten Versuche an UKW-Schaltungen mit Luftspulen zu machen. Ersetzt man diese dann durch Eisenspulen, so sind das Kernmaterial und seine äußere Form sorgfältig auszusuchen. Das für die klassischen Wellenbereiche gebräuchliche Hf-Eisen läßt sich nur dort verwenden, wo bei großer Bandbreite verhältnismäßig hohe Dämpfungen zulässig sind. In allen anderen Fällen muß man Kerne aus ferromagnetischen Werkstoffen (s. RPB 80/80 b) verwenden, die für UKW-Frequenzen entwickelt wurden und im Handel zusammen mit Datenblättern für die Spulendimensionierung erhältlich sind.

Bei der Festlegung der erforderlichen Spuleninduktivität vergesse man nie, die Transistor- bzw. Röhrenkapazitäten und etwa 4...5 pF Schaltkapazität (bei kürzester Verdrahtung, sonst mehr)

Tabelle VIII. Bemessungsbeispiele für UKW-Spulen (85...100 MHz) zum Selbstbau

Schaltung z. B.	Spule	L [µH]	Windg.	Draht-Ø [mm]	Wdgs.-Ø [mm]	Körper bzw. Dorn Ø mm	Spulenlänge mm	Anzapfung	Eisenkern	Gesamtes Parallel-C [pF]	Bemerkungen
Röhren-Geradeaus-Empfänger mit Flanken-Demodulation	Antenne	–	1	2 Cu	12	7...10	7...10	–	ohne	–	
	Vorkreis	0,048	2	2 Cu	12	10	10	–	ohne	54 ÷ 74	
	Antenne	0,08	2,5	1,5 Cu Ag	15,5	14	7,5	–	ohne	–	
	Vorkreis	0,2	5	1,5 Cu Ag	15,5	14	≈15	–	ohne	12,5 ÷ 17	
	Antenne	≈0,1	3	1,8 Cu	12,8	11	≈10	–	ohne	–	
	aperiod. VK	≈0,5	6	1,8 Cu	16,8	15	15,5	–	ohne	≈ 5,8	
	Antenne	–	5	1,0 Cu Ag	9	8	≈15	–	mit	–	(normaler Schraubkern)
	aperiod. VK	0,24	11	1,0 Cu Ag	8	7	≈30	–	mit	≈ 12	
Röhren-Geradeaus-Empfänger mit Dioden-Demodulation	Antenne	–	1	2,0 Cu L	20	16	≈5	–	ohne	–	
	Vorkreis	0,2	4	2,0 Cu L	20	16	20	evtl. 2/3	ohne	12,5 ÷ 17	
	Dem. prim.	≈0,12	2×1	2,0 Cu L	20	16	2×5	–	ohne	17,5 ÷ 22	
	Demod. sek.	0,2	4	2,0 Cu L	20	16	20	Mitte	ohne	12,5 ÷ 17	
	Dem. prim.	0,2	5	1,5 Cu Ag	15,5	14	≈15	–	ohne	12,5 ÷ 17	
	Demod. sek.	≈0,2	2×3	1,5 Cu Ag	15,5	14	≈15	Mitte	ohne	12,5 ÷ 17	
Superhet mit selbsterregter additiver Röhren-Mischstufe	Antenne [1]	–	3	0,5 Cu L[1]	–	> 10	–	–	mit	–	eng auf VK Erdseite ebenso Mischkreis
	Vorkreis	–	5	1,8 Cu L	12	10	≈20	–	mit	5 ÷ 32	
	Oszillator-Rückkoppl.	–	1	0,5 Cu L[2]	12	> 10	–	–	mit	–	auf Mischkreisspule
Superhet mit ECO-Oszillator und additiver Pentodenmischung	Antenne	≈0,08	2,5	1,5 Cu Ag	11,5	10	8,5	–	ohne	–	Oszillatorfrequenz: 75 ÷ 90 MHz
	Vorkreis	≈0,16	5	1,5 Cu Ag	11,5	10	17,5	evtl. Mitte	ohne	15,5 ÷ 21	
	Oszillator	≈0,25	7	1,5 Cu Ag	11,5	10	22,5	z. Wdg.	ohne	12,5 ÷ 17,5	
2stufiger Transistortuner in Basisschaltung	Antenne	•	7	0,3 Cu LS	•	→	•	–	mit	–	ineinander auf M 4-Ferritkern
	Vorkreis	•	4	0,3 Cu LS	•	→	•	–	mit	27	
	Zwischenkr.	•	4	1 Cu Ag	•	5	•	–	mit	22 ÷ 40	M 4-Ferritkern
	Oszillator	•	3	1 Cu Ag	•	5	•	Mitte	mit	29 ÷ 44	Q_0 = 200

[1]) 240 Ω; für 60 Ω halbe Windungszahl [2]) Isolierter Schaltdraht 0,5...0,6 Ø

mit einzukalkulieren, wozu durchschnittlich noch 1 pF Eigenkapazität der Spule kommt. Außerdem ist bei gekoppelten Spulen (Hf-Übertrager) daran zu denken, daß die parallel zur Primärspule liegenden Kapazitäten entsprechend dem Übersetzungsverhältnis in den Sekundärkreis hineintransformiert werden, und daß die gleichzeitig erfolgende Widerstandstransformation u. U. eine Änderung des ursprünglichen L/C-Verhältnisses des unbelasteten Kreises zur Erzielung einer vorgegebenen Bandbreite erforderlich macht. Die gleichen Verhältnisse treten bei angezapften Spulen auf.

Ferner ist bei UKW-Übertragern die Kopplungsfrage meist kritischer als bei längeren Wellen. Für feste Kopplung bei gut symmetrischem Aufbau ist es ratsam, die Primärwindungen zwischen die Sekundärwindungen zu wickeln oder sie innerhalb der Sekundärspule anzuordnen. Außer bei der Oszillator-Rückkopplung sollte man übrigens keine höheren Übersetzungsverhältnisse als 1 : 2 bis 1 : 3 anwenden. Besonders kritisch ist der Antennenübertrager im Empfängereingang, der für reflexionsfreie Anpassung der Antenne und — in Röhrenschaltungen — für eine Spannungstransformation von etwa 1 : 2 sorgen soll. Nach *Wigand* [36] sollen der von der Sekundärseite in die Primärseite transformierte Schein- und Blindwiderstand möglichst den entsprechenden Werten der Primärspule gleich gemacht werden, wobei der Blindwiderstand mit umgekehrten Vorzeichen transformiert wird. Der übersetzte Scheinwiderstand Zü soll hierbei den Wert

$$Z\ddot{u} = \frac{(2\pi M)^2}{Z_{sek}}$$

haben, worin Z_{sek} die Parallelresonanz-Impedanz des Sekundärkreises ist, mithin dem Resonanzwiderstand des Kreises entspricht.

Nach Fränz (vgl. [55]) soll der transformierte Röhreneingangswiderstand gegenüber dem Antennenkreiswiderstand überangepaßt werden, um die Empfangsleistung optimal auszunutzen.

Bei *Oszillatorspulen* mit besonderer Rückkopplungswicklung ist für einwandfreie Funktion neben der Kopplung auch der Wickelsinn wichtig, da neben der induktiven Kopplung bei hohen

Frequenzen stets auch eine nennenswerte kapazitive Kopplung auftritt. Deswegen bevorzugen viele Geräteentwickler entgegengesetzten Wicklungssinn.

Trotz der schon erheblich niedrigeren Frequenz (10,7 MHz) gehören die *Zf-Bandfilter* zu den kritischsten Bauteilen der UKW-FM-Empfänger überhaupt. Der Zf-Verstärker mit seinen Bandfiltern bestimmt ja die Bandbreite und die bei FM sehr wichtige Phasendrehung über den Durchlaßbereich. Daneben wird — besonders in Schaltungen ohne Begrenzerstufe — eine möglichst weitgehend linealflache bis fast glockenförmige Frequenzkurve des Durchlaßbereiches gefordert, die nur durch sorgfältige Abstimmung der maßgebenden Faktoren, wie L/C-Verhältnis, Resonanzwiderstand, Kreisdämpfung und Spulenkopplung, aufeinander realisiert werden kann. Eine Durchlaßkurve, die noch ausgeprägte Resonanzspitzen einzelner Bandfilterkreise aufweist, gestattet gewissermaßen innerhalb des übertragenen Frequenzbandes selektive Flankendemodulationen, die im Demodulator zu sehr unangenehmen Modulationsverzerrungen führen, wenn sie nicht durch sorgfältige Abgleicharbeit oder durch einen wirksamen Amplitudenbegrenzer geglättet wird. Nun verfügt der Amateur nur in Ausnahmefällen über ausreichende Meßmittel, so daß er stets mit welliger Durchlaßkurve rechnen muß und schon deswegen (abgesehen also von der Befreiung von amplitudenmodulierten Störungen) immer ein oder zwei Begrenzerstufen vor dem Diskriminator oder aber einen Demodulator vorsehen sollte, der an sich schon gut begrenzende Eigenschaften hat.

Es wurde schon erwähnt, daß es wenig günstig ist, die erforderliche Zf-Bandbreite durch künstliche Kreisbedämpfungen sicherzustellen (obgleich diese den Vorteil haben, die L/C-Verhältnisse nicht zu ändern und den Ausgleich von Fabrikationsstreuungen zu erleichtern). Vielmehr empfiehlt es sich, mit den natürlichen Kreisdämpfungen (Spulenverluste) zu arbeiten und die Bandbreite über die Bandfilterkopplung einzustellen. **Tabelle IX** bringt einige bewährte Bauvorschriften für 10,7-MHz-Bandfilter. Mit Parallelkapazitäten in der Größenordnung von 50...70 pF kommt man nach den Erfahrungen des Verfassers bei kleinster Abgleicharbeit und ohne Bedämpfungswiderstände zu

den besten Ergebnissen. Die Bandfiltertheorie kann als bekannt vorausgesetzt werden [41]; sie führt nach den oben gemachten Voraussetzungen zu Kopplungsfaktoren von größenordnungsmäßig $k = 0{,}02$ (für 220 kHz Gesamtbreite). In der Praxis rechnet man gern mit dem Produkt aus Kopplungsfaktor und Spulengüte $k \cdot Q$, das für den Fall der kritischen Kopplung den Wert 1 hat. Meist wählt man unterkritische Kopplung mit $k \cdot Q$-Werten von z. B. 0,7...0,8. Die erforderliche Kreisdämpfung ergibt sich oft ganz von selbst durch die Verwendung relativ dünnen Spulendrahtes und verlustreicher Eisenkerne (Mittel- und Langwellenkerne mit großem μ) und die dadurch verursachte Q-Verschlechterung.

Besonders kritisch sind die *Demodulatorspulen*. Wenn sie grundsätzlich auch etwa die gleichen Werte wie die Zf-Bandfilter erhalten können, so muß doch hier die Kopplung ganz besonders sorgfältig eingestellt werden, da sie bei fast allen Demodulatorarten von größtem Einfluß auf die erzielbare Geradlinigkeit der Demodulatorkurve ist. Abweichend von der üblichen Dimensionierung kann man erforderlichenfalls den Sekundärspulen der Demodulator-Übertrager größere Windungszahlen, also höhere Induktivitäten bei gleichzeitig verkleinerten Parallelkapazitäten (vgl. Tabelle IX) geben, um durch höheres L/C-Verhältnis die stärkere Kreisbedämpfung durch die Dioden auszugleichen. Von der bei wesentlich niedrigeren Zwischenfrequenzen üblichen Widerstandstransformation durch Benutzung von Spulenanzapfungen soll hier im Interesse linearen Phasenganges und wegen der erheblichen Abgleichschwierigkeiten dringend abgeraten werden.

Bei *Diskriminatorspulen* ist die Innehaltung der elektrischen Spulenmitte für die Anzapfung der Sekundärspule sehr wichtig. Außerdem empfehlen einige Autoren, die „obere" Hälfte der Sekundärwicklung im gleichen Sinne wie die Primärwicklung, die „untere" Hälfte im entgegengesetzten Sinne zu wickeln.

Beim echten *Ratiodetektor* wird die Kopplung zwischen Primär- und Sekundärspule verhältnismäßig locker (zweifach unterkritisch) gemacht. Dafür liegt an der Mittelanzapfung des Sekundärkreises eine kleine Hilfsspule, die fest mit der Primärspule gekoppelt wird und für die Amplitudenunabhängigkeit der

Tabelle IX. Bemessungsbeispiele für Zf-Verstärkerspulen (Zf = 10,7 MHz)

Verwendung	Spule	L [µH]	Gesamte Parallel-Kapazität	Windungen	Draht-Ø [mm]	Körper-Ø [mm]	Spulenlänge [mm]	Anzapfung	Eisenkern	Kopplung — Spulenabstand	Bemerkungen
Zf-Bandfilter (Röhrengeräte)	prim. sek.	2 2	110 pF 110 pF	10 10	0,3 Cu L 0,3 Cu L	15 15	7 7	– –	je Ferrocart CS 20	0,5 mm lichter Abstand	
	prim. sek.	3 3	73 pF 73 pF	15 15	0,5 Cu L 0,5 Cu L	11 11	≥8,5 ≥8,5	– –	normale Schraubkerne (Draloperm)	32 mm Abstd. d. Achsenmitt.	
	prim. sek.	3,3 3,3	65 pF 65 pF	16 16	0,5 Cu L 0,5 Cu L	10 10	≥10 ≥10	– –	normale Schraubkerne (Draloperm)	30 mm Abstd. d. Achsenmitt.	
Ratiodetektor (Röhrengeräte)	prim. sek. Hilfssp.	≥3 2 –	72 pF 110 pF –	12 2×4 2	0,3 Cu L 0,3 Cu L 0,3 Cu L	15 15 15	7 ≥7 ≥1	– Mitte –	Ferrocart CS 20 (1×)	eng lose, Versuch!	
	prim. sek. Hilfssp.	≥6 ≥5,8 –	38 pF 38 pF –	20 18 4,5	0,12 Cu L 0,30 Cu L 0,12 Cu L	9 9 9	≥2,6 ≥3 ≥1	– Mitte –	normaler Schraubkern (1×) (Draloperm)	eng lose, Versuch!	50-Ω-Serienwiderstand
φ-Detektor	prim. sek. I sek. II	(≈1,8) 3 3	(10 pF) 73 pF 73 pF	13 15 15	0,5 Cu L 0,5 Cu L 0,2 Cu L	11 11 11	≥5,5 ≥8,5 ≥8,5	– – –	normale Schraubkerne (2×) (Draloperm)	Versuch! Siehe Text	prim. auf sek. I wickeln!
Zf-Bandfilter	prim. sek.	4,75 4,75	45 pF 45 pF	32 32	0,2 Cu SS 0,2 Cu SS	– –	– –	23. Wdg. 2. Wdg.	mit mit	$k \cdot Q = 1$	$Q_0 = 125$
Ratiofilter (Transistorgeräte)	prim. sek. Hilfssp.	4,75 – –	45 pF 40–50 pF –	32 32 11	0,2 Cu SS 0,2 Cu SS 0,12 Cu LS	– – –	– – –	23. Wdg. Mitte –	mit mit –	0,5 mm Steigung eng, bifilar auf Prim.spule	$Q_0 = 125$

Schaltung eine wichtige Rolle spielt [42]. Ein Serienwiderstand zur Hilfsspule (40...50 Ω) dient zusammen mit anderen Maßnahmen zur Linearisierung der Demodulationskennlinie. Diese Spule wird bei einer leider auch als Ratiodetektor bezeichneten Abart [43] dieser Schaltung mit kapazitiver Hilfskopplung und anderer Wirkungsweise zur einfachen (entkoppelten) Hf-Drossel. Die schwierige Einstellung des echten Ratiodetektors und andere, mit der Dimensionierung des Zf-Verstärkers zusammenhängende Gründe legen die zusätzliche Anwendung von Begrenzerstufen nahe[*]. Für Empfänger, an die höhere Anforderungen bei nicht zu sehr erschwerter Nachbaumöglichkeit gestellt werden, empfiehlt sich daher immer die Anwendung eines Diskriminators mit ein- bis zweistufiger Amplitudenbegrenzung.

Abschließend noch einige Bemerkungen zur *Drosselfrage*: Was der Amateur als Drossel wickelt und als solche in die Schaltung einbaut, ist bei UKW-Frequenzen alles andere als eine Drossel, also als ein rein induktiver Widerstand. Die ganze Drosselfrage ist eine Spezialwissenschaft für sich: man kann jede Drossel als Schwingungskreis (wegen ihrer Eigenkapazität), als Leitung oder als Antenne auffassen und berechnen, erlebt aber in der Praxis immer wieder böse Überraschungen. In den meisten Baubeschreibungen sind Drosseln angegeben, die ein reines Zufallsergebnis darstellen und fast immer viel zu groß sind. Es gibt eigentlich nur drei Lösungen:

1. Man lasse die Drossel ganz weg und ersetze sie – wo irgend möglich – durch einen Widerstand von mehreren Kiloohm, dessen Ausführung Gewähr für geringe Eigenkapazität gibt;

2. man stimme die Drossel mit einem kleinen Trimmer bewußt auf die Betriebsfrequenz ab, so daß sich ein Sperrkreis hohen Resonanzwiderstandes ergibt, und sorge durch Entkopplung und Abschirmung dafür, daß sie in der übrigen Schaltung (durch ihr Feld) keinen Schaden anrichten kann;

3. man baue eine Drossel nach „bewährtem" Rezept: mit möglichst kleinem Durchmesser und möglichst großer Länge, wobei man die Windungsabstände über die Länge verschieden groß

[*]) Diese Maßnahme ist auch dann zu empfehlen, wenn größere Amplitudenschwankungen als 1 : 3 zu erwarten sind; s. a. Fußnote [*]) auf Seite 88.

macht und zur Sperrung der 3-m-Welle nicht mehr als insgesamt 70 cm (nicht 75 cm!) Draht aufwickelt. Am sichersten fährt man mit 30...50 Windungen eines 0,2...0,3 mm starken seidenisolierten Drahtes, der auf einen 50-kΩ/0,5-Watt-Widerstand gewickelt und durch Anlöten der Enden ihm elektrisch parallelgeschaltet wird (Dämpfung der Eigenwelle). Experten verwenden auch freitragende Luftdrosseln aus blankem Draht (oder auch Ferritperlen, die auf die zu verdrosselnde Leitung geschoben werden), weil jede Isolation die Dielektrizitätskonstante des Windungszwischenraumes und damit die Eigenkapazität erhöht. Hierbei sind allerdings immer einige Versuche zur Ermittlung der günstigsten Abmessungen notwendig.

3.22 *Die Temperaturkompensation*

Die uns so groß erscheinende Hf-Bandbreite von 200 kHz beträgt tatsächlich nur 0,2 % der mittleren Trägerfrequenz (gegenüber der maximalen Bandbreite von 1 % eines amplitudenmodulierten 1-MHz-Trägers). Dies und die Tatsache, daß zur Abstimmung im UKW-Band wie für die zugehörige Zwischenfrequenz relativ kleine Induktivitäten und Kapazitäten verwendet werden müssen, bedingen, daß schon kleinere Temperaturänderungen, wie sie täglich auftreten können, erhebliche Verstimmungen der Kreise verursachen können. Was das Problem jedoch für den Amateur nahezu unlösbar macht, ist das Zusammenwirken verschieden temperaturabhängiger Teile, wie Spulen, Kondensatoren, Schalt- und Röhrenkapazitäten. Während sich nun die Temperaturabhängigkeit der Röhrenkapazitäten fast nur während der Anheizzeit störend bemerkbar macht und die der Transistoren durch Schaltungsmaßnahmen kompensierbar ist, müssen wir uns mit den Temperaturkoeffizienten der Spulen und Kondensatoren näher befassen, obgleich sie in der Literatur meist eine größere Rolle als in der Amateurpraxis spielen.

Der Temperaturkoeffizient (TK) eines Materials oder eines Einzelteiles ist der Wert, um den sich sein elektrischer Wert bei einer Temperaturänderung von 1 °C ändert; er ist positiv, wenn sich die elektrische Größe mit höherer Temperatur vergrößert, und negativ, wenn sie sich mit höherer Temperatur verkleinert. Die erwähnten Schalt- und Röhrenkapazitäten haben einen posi-

tiven TK. Man kann den TK auf die Frequenz oder auf eine andere Größe X beziehen. In jedem Fall wird er wie folgt definiert:

$$TK_X = \frac{\Delta X}{X \cdot \Delta t}$$

X = Frequenz oder Kapazität oder Induktivität usw.
Δt = Temperaturänderung um 1 °C.

Die Kompensation der TKen ist (besonders für Kondensatoren) in der Fachliteratur [14, 45, 47] ausführlich behandelt und setzt zu ihrer exakten Durchführung ein gut eingerichtetes Labor für die notwendigen Messungen voraus. Abgesehen von der Unklarheit über die Größe des Spulen-TK der verschiedenen Spulenformen sind nämlich auch die listenmäßig angegebenen TKen keramischer Kondensatoren nur Richtwerte, die im Einzelfall um ± 20...50 % streuen können, so daß für eine wirkliche Nullkompensation langwierige Messungen unvermeidbar sind. Da andererseits der Amateur weniger große Anforderungen an die Temperaturkompensation stellt – er läßt z. B. eine Änderung der Oszillatorfrequenz um 20 kHz zu, was einer Verschiebung der Bandbreitenmitte um 10 % gleichkommt –, sollen hier nur einige Angaben folgen, die in der einschlägigen Literatur kaum zu finden sind, und abschließend soll auf ein wenig bekanntes empirisches Kompensationsverfahren hingewiesen werden.

Grundsätzlich kommt es ja darauf an, den gesamten TK der frequenzbestimmenden Schaltungsteile (Oszillator und Demodulator) möglichst klein zu halten. Dazu versucht man, den TK der benutzten Spule durch gleichgroße, aber entgegengesetzt wirkende Gesamt-TK der Kondensatoren aufzuheben. Im Gegensatz zu den Kondensatoren kennt man aber bei den Spulen nur selten die Größenordnung der TK; oft weiß man nur, daß Luftspulen einen + TK und Eisenkernspulen einen – TK haben, während die für Amateure selten in der richtigen Induktivität zur Verfügung stehenden Spulen aus Keramikkörpern mit eingebrannten Windungen einen TK von z. B. $+ 8 \cdot 10^{-6}$ haben. Die Temperaturabhängigkeit einer Spuleninduktivität wird bekanntlich [14] durch folgende Einflüsse bestimmt:

1. Änderungen der Spulenabmessungen infolge der linearen Wärmeausdehnungskoeffizienten von Draht- und Körpermaterial sowie gleichzeitiger Änderungen der mechanischen Spannungen in beiden.

2. Änderung der Stromverteilung im Draht durch dessen veränderten spez. Widerstand. Da sich dabei auch die Größen des Hauteffektes und der Nähewirkung [3] ändern und beide frequenzabhängig sind, erscheint auch der Spulen-TK seinerseits als frequenzabhängig.

Die tatsächlichen Verhältnisse sind noch etwas komplizierter [14]. Für die Herstellung von Spulen mit konstantem TK können dem Amateur, dem industriemäßiger Aufwand nicht möglich ist, nur folgende Hinweise gegeben werden:

1. Einlagige Zylinderspulen wählen, bei denen die Windungen über den ganzen Umfang auf dem Körper aufliegen (also möglichst Kupferband und Vermeidung von Rippenkörpern];

2. Windungen in axialer Richtung zuverlässig fixieren (z. B. durch eingeschnittene Gewinde).

3. Wickelkörper mit dem gleichen linearen Ausdehnungskoeffizienten wie beim Drahtmaterial verwenden. Diese Forderung läßt sich kaum erfüllen; in der Praxis behilft man sich mit Alterung (Ausglühen) des Drahtes, straffem Wickelzug und einwandfreier Befestigung der Enden (an in den Körper eingelassenen Messingstiften). Dabei sollte der Draht nach Möglichkeit erst nach dem Wickeln gealtert werden (Keramikkörper], da schon bei Drahtstärken über $d = 0{,}4$ mm ⌀ ein Überschreiten der Elastizitätsgrenze durch den nötigen Wickelzug möglich ist (der Wickelzug ist d^4, die zulässige Belastung d^2 proportional!).

Nach diesen Richtlinien auf Calitkörper gewickelte Kupferdrahtspulen zeigten für Größen zwischen 2 und 15 µH einen TK von $+ 17{,}5 \ldots + 46{,}5 \cdot 10^{-6}$. Bei selbstgebauten Zf-Spulen liegen gute Erfahrungen mit Hartgummikörpern vor, die Rillen für die Wicklung eingeschnitten erhielten und ein axiales Gewindeloch für normale Hf-Eisen-Schraubkerne bekamen. Diese Spulen hatten einen praktisch konstanten $TK = -100 \cdot 10^{-6}$.

Parallel zur Spule liegt meist ein Trimmer oder ein Drehkondensator, dessen TK den der Spule fast nie kompensiert, son-

dern der sich meist zu ihm addiert. Welche Größe der TK eines Trimmers hat, läßt sich bei keramischen Trimmern am schnellsten aus den Listen des Herstellers erfahren. Während Lufttrimmer fast immer einen positiven TK besitzen, der dem von Luftdrehkondensatoren nahekommt, sind Trimmer mit Stator und Rotor aus verschiedenen Keramiken meist gut kompensiert. Normale Drehkondensatoren haben TKen zwischen $+ 40 \cdot 10^{-6}$ [für min. Kap.] und $+ 180 \cdot 10^{-6}$ (für max. Kap.) [47]. Oft liegen dem Abstimmungskondensator noch Festkapazitäten parallel, die zur Frequenzbereich-Eingrenzung oder zur Herstellung des gewünschten L/C-Verhältnisses gebraucht werden.

Der sich daraus ergebende Gesamt-TK muß nun durch einen Kondensator mit gleich großem entgegengesetztem TK kompensiert werden. In allen praktisch vorkommenden Fällen können zu seiner Berechnung die bekannten Formeln für die Kompensation zweier Kondensatoren sinngemäß angewendet werden. Da es im Endeffekt gleichgültig ist, ob man Parallelschaltung oder Serienschaltung des kompensierenden Kondensators wählt, seien für beide Fälle die Formeln angegeben:

Für Parallelschaltung gilt:

$$TK_{Ges.} = \frac{C_1 \cdot TK_{C1} + C_2 \cdot TK_{C2}}{C_1 + C_2}\,;\; C_1 = \frac{TK_{C2} - TK_{Ges.}}{TK_{Ges.} - TK_{C2}} \cdot C_2$$

Für Serienschaltung gilt:

$$TK_{Ges.} = \frac{C_1 \cdot TK_{C2} + C_2 \cdot TK_{C1}}{C_1 + C_2}\,;\; C_1 = \frac{TK_{C1} - TK_{Ges.}}{TK_{Ges.} - TK_{C2}} \cdot C_2 \cdot$$

Allgemein ist es im Interesse leichteren Abgleichs immer günstig, zu einem großen Kondensator mit kleinem $+TK$ einen kleinen Kondensator mit großem $-TK$ (oder umgekehrt) zuzuschalten. Bei Anwendung dieses Prinzips läßt sich dann auch eine empirische Temperaturkompensation [49] eines UKW-Oszillators leicht durchführen, bei der neben einem Thermometer nur ein Frequenz- bzw. Wellenmesser als einziges Meßgerät benötigt wird:

Man legt zunächst einen Kondensator mit negativem TK [wenn die übrigen Kreisbestandteile einen $+TK$ aufweisen] parallel

zum Kreis und stellt für eine bestimmte Temperaturerhöhung die eintretende Frequenzänderung fest, die man gemäß **Bild 55** (Punkt A) auf Millimeterpapier einträgt. Eine zweite Messung macht man dann für gleiche Temperaturerhöhung mit einem kleineren oder größeren Kondensator (mit gleichem – TK), deren Ergebnis man ebenfalls einträgt (Punkt B in Bild 55). Die Verbindungslinie beider Punkte schneidet die Abszisse (Oszillatorfrequenz bei Normaltemperatur) bei der gesuchten Kondensatorgröße.

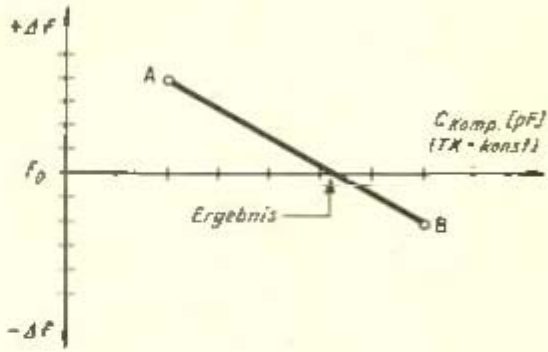


Bild 55. Prinzip eines einfachen Temperaturkompensations-Verfahrens

Sinngemäß läßt sich das gleiche Verfahren anwenden, wenn man gleich große Kondensatoren mit verschieden großem – TK für die Kompensationsversuche benutzt. In diesem Falle ergibt sich der gesuchte TK bei gleicher Kondensatorgröße. Die nötige Erwärmung des Kreises für dieses Kompensationsverfahren ist leicht durch Lötkolben, Kochplatte oder Haartrockner zu erreichen, muß aber immer indirekt erfolgen, d. h. die angenäherte Wärmequelle darf nicht bereits durch ihre Metallmasse den Kreis verstimmen. Auch sorge man für langsame Erwärmung, weil die verschiedenen Einzelteile eine verschiedene Wärmeträgheit besitzen, so daß sich bei zu schneller Erwärmung und zu kurzem Verharren auf der Endtemperatur leicht irreführende Frequenzänderungswerte ergeben.

Die Auswahl geeigneter Kondensatoren für die Temperaturkompensation kann leicht nach Blatt Wk 31 der Funktechnischen Arbeitsblätter (Franzis-Verlag München) und nach den Listen der Hersteller getroffen werden. Grundsätzlich gilt, daß für feste Kapazitäten in UKW- und Zf-Abstimmkreisen nur Kondensatoren mit keramischen oder ähnlich verlustarmen Dielektriken gewählt

werden sollten. Dabei ist nur in den Kreisen, in denen schon kleine Kapazitäts -und Induktivitätsänderungen die einwandfreie Funktion der Schaltung beeinträchtigen können (Oszillator, Demodulator), eine Temperaturkompensation durch entsprechende Wahl der Dielektrika wirklich notwendig.

3.23 *Verbindungsdrähte und Überbrückungskondensatoren*

Kennzeichnend für UKW-Stufen ist die Tatsache, daß Spulen und Kapazitäten an Stellen vorhanden sind, wo man sie zunächst gar nicht vermutet. Schon verhältnismäßig kurze Verbindungsleitungen weisen je nach ihrer Nachbarschaft mitunter Induktivitäten in der Größenordnung der benutzten Schwingkreisspulen auf und bilden zusammen mit anderen Drähten oder dem Chassis oft recht unerwünschte Kapazitäten. **Tabelle X** vermittelt eine Vorstellung von den Werten je cm Länge, die ein Draht mit dem Durchmesser *d* im Abstand *a* vom Chassis aufweist. Wie man sieht, ergeben sich Durchschnittswerte in der Größenordnung von 0,008 µH und 0,13 pF für jeden Zentimeter Drahtlänge. *H. Lennartz* [51] faßt das Chassis (mit Recht) nicht als unendlich gut leitende Fläche auf, sondern berechnet, ausgehend von den Gleichungen für die Doppelleitung, die vorkommenden Werte zu größenordnungsmäßig 0,002 µH/cm und 1,5 pF/cm.

Die theoretisch ermittelten Werte der Tabelle X geben also für die Induktivitäten etwas zu große, für die Kapazitäten zu kleine Werte an. Wie dem auch sei: in der praktisch ausgeführten Schaltung sind Werte dieser Größenordnung (vgl. auch [50, 52]) zu erwarten. Auf den Schwingungskreis bezogen, ergeben sie (abgesehen von der später behandelten möglichen Dämpfung) lediglich eine Erniedrigung der Kreisfrequenz, die man bei der Planung berücksichtigen kann. Kritisch wirken sie sich aber z. B. bei allen Überbrückungskondensatoren aus, die ihren Zweck ja nur dann erfüllen, wenn sie als reine Kapazitäten arbeiten. Ihre Wirkung wird mehr oder weniger hinfällig, wenn sie als Wickelkondensatoren eine Eigeninduktivität besitzen oder, was genau so schlimm ist, wenn ihre Anschlußdrähte als Spulen wirken. Deswegen bevorzugt man hier, wie überhaupt in UKW- und Zf-Kreisen, induktionsfreie Kondensatoren mit keramischen Dielek-

Tabelle X. Selbstinduktions- und Kapazitätswerte kurzer Drähte

Abstand a / Draht-Ø d	L (cm; nH)	L (µH)	C (pF)
	je cm Leitungslänge		
2,5	4,6	0,0046	0,242
5	5,9	0,0059	0,185
7,5	6,8	0,0068	0,164
10	7,4	0,0074	0,151
15	8,2	0,0082	0,136
20	8,8	0,0088	0,127
25	9,2	0,0092	0,121
35	9,9	0,0099	0,112
40	10,2	0,0102	0,109
45	10,4	0,0104	0,107
50	10,6	0,0106	0,105
55	10,8	0,0108	0,103
60	11	0,0110	0,102
für jede Frequenz!			

Tabelle XI.

Kapazitiver Wechselstromwiderstand bei 100 MHz = 3 m

C (pF)	R_C (Ω)
1	1 590
1,6	1 000
10	159
16	100
100	15,9
160	10
1 000	1,59
1 600	1
10 000	0,159
16 000	0,1

Tabelle XII.

Induktiver Wechselstromwiderstand bei 100 MHz = 3 m Wellenlänge

L (µH)	L (cm; nH)	R_L (Ω)
0,001	1	0,628
0,01	10	6,28
0,1	100	62,8
1	1 000	628
10	10 000	6 280
100	100 000	62 800

trikum. Sie brauchen – als kapazitive Ableitwiderstände oder Hochfrequenzwege aufgefaßt – gar nicht einmal so hohe Werte aufzuweisen, wie man zunächst schätzen möchte und wie auch aus **Tabelle XI** hervorgeht.

Wohin die unscheinbaren Leitungsinduktivitäten führen und welche Überraschungen bei Überbrückungskondensatoren auftreten können, möge folgendes Gedankenexperiment aufzeigen: Ein Schirmgitter-Überbrückungskondensator von 1000 pF möge in 1 cm Abstand vom Chassis zusammengerechnet 4 cm lange und 1 mm starke Anschlußdrähte besitzen, die lt. Tabelle X eine Gesamtinduktivität von fast 0,03 µH aufweisen. Dann beträgt ihr induktiver Widerstand bei 100 MHz rund 19 Ohm **(Tabelle XII)**. Abgesehen vom Hauteffekt und von Resonanzeffekten wäre also in diesem Fall der Wechselstromwiderstand der Anschlußdrähte schon zehnmal höher als der kapazitive Widerstand des eigentlichen Kondensators! Und die Eigenresonanz dieses Gebildes läge bei etwa 29 MHz, während man bei gleichbleibenden Anschlußdrähten eine induktionsfreie Kapazität von 84,5 pF zwischen den Drähten haben müßte, um gerade bei 100 MHz eine Saugkreiswirkung zu erhalten. Wegen der Eigendämpfung besteht nicht immer eine ausgeprägte Resonanzstelle, sondern mehr ein Resonanzbereich, der oft durch Parallelschalten eines größeren Kondensators mit anderem Frequenzgang überdeckt wird (Verhinderung einer störenden Frequenzmodulation an Schirmgitter und Katode), vgl. [19; 20].

Wie wir sahen, sitzt der Hauptanteil der Induktivität eines induktions„freien" Kondensators in den Anschlußdrähten. Deswegen wurden für diejenigen Schaltungsteile, in denen Kondensatoren zur Entkopplung von Stromversorgungsleitungen benötigt werden, besondere *Durchführungskondensatoren* entwickelt, die in Werten von 0,5 bis 10 nF im Handel sind. Ihr Vorteil besteht darin, daß sie wie ein steckengebliebenes Geschoß unmittelbar in die (geerdete) Abschirmwand eingeschraubt oder eingelötet werden können, wobei der glatt durchlaufende Anschlußdraht mit dem abschirmenden Außenbelag die Überbrückungskapazität bildet. Dadurch vermeidet man besondere Drähte an den Kondensatoranschlüssen. Andererseits lassen sie sich natürlich nur bei besten Abschirmungen voll ausnutzen. An

Stelle von Durchführungskondensatoren kann man mit gleichem Erfolg auch selbstgebaute Klatschkondensatoren verwenden [50]. Die mit den bisher geschilderten UKW-Effekten zusammenhängenden Verdrahtungsfragen gehören sachlich in den übernächsten Abschnitt und werden dort erörtert.

An dieser Stelle mögen jedoch noch einige Bemerkungen zu den *Katoden-Überbrückungskondensatoren* gesagt sein, die bereits im Abschnitt über die Wahl der Schaltung kurz gestreift wurden. Abgesehen von den dort erörterten Gründen ist es auch aus schaltungsmäßigen Überlegungen ungünstig, diese Kondensatoren größer als unbedingt notwendig zu machen. Je kleiner nämlich der Katoden-Kondensator wird, desto wirksamer tritt die Katodeninduktivität in Erscheinung (wenn man sie nicht gemäß Bild 46d kompensiert) und begünstigt dadurch in vielen Fällen, d. h. bei geeigneter Phasenlage, eine ECO-Rückkopplung, die den Eingangskreis entdämpft. Dadurch wird aber der Eingangswiderstand der Röhre nicht unbeträchtlich vergrößert, wobei meist noch eine Stromgegenkopplung auftritt, die das Schroteffekt-Rauschen der Röhre erheblich herabsetzt. Nach Rückert [54] läßt sich der Katodenkondensator z. B. bei der EF 14 zur Erzielung eines höheren Eingangswiderstandes bis auf etwa 250 pF herabsetzen, ohne daß die Röhre zu schwingen anfängt. Aus Sicherheitsgründen bleibe man immer 20...30 % über dem kleinsten Kondensatorwert, der gerade noch keine Selbsterregung gestattet; er läßt sich durch Versuch leicht ermitteln.

Für Transistorschaltungen gelten ähnliche Überlegungen mit der Besonderheit, daß sie meist niederohmiger als vergleichbare Röhrenschaltungen sind.

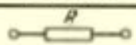
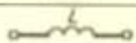
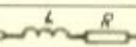
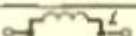
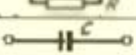
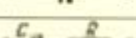
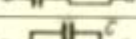
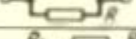
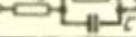
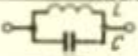
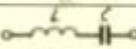
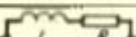
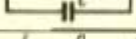
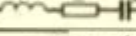
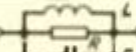
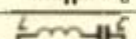
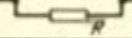
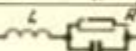
Bei Luftdrehkondensatoren muß man daran denken, daß die Rotorachse von Mehrfach-Drehkondensatoren eine unerwünschte Koppelinduktivität bilden kann, auch wenn sie am Bezugspotential liegt. In kritischen Schaltungen sollte man daher Ausführungen mit isoliertem Rotor verwenden, die nur Statoranschlüsse besitzen. Hier ist ferner zu beachten, daß Raumkapazitäten und die unvermeidbaren Querkapazitäten von Schichtwiderständen, besonders solchen mit eingeschliffener Wendel, deren Wirkwiderstand u. U. beträchtlich (bis auf 30 % des Gleichstromwertes) herabsetzen können [20].

3.24 Der Phasengang

Für den Durchschnitts-Amateur spielte die Phasenlage einer Frequenz oder eines Phasengemisches in AM-Empfängern höchstens in Rückkopplungs- und Gegenkopplungsschaltungen eine Rolle. In der Technik der Verarbeitung frequenzmodulierter Wellen jedoch ist der Phasengang eine sehr wichtige Angelegenheit. Während bei Amplitudenmodulation Verzerrungen in erster Linie durch Kennlinienkrümmungen auftreten, haben diese bei Frequenzmodulation (abgesehen vom Demodulator) keinen nennenswerten Einfluß. Vielmehr treten hier immer dann Verzerrungen auf, wenn der Phasengang zwischen Empfängereingang und Demodulationsausgang nicht linear ist [55].

Um zu erläutern, was ein linearer Phasengang ist, ohne auf die Verstärker- [56] und die Vierpoltheorie [57] eingehen zu müssen, geht man vielleicht zweckmäßig von der Beschreibung einer Phasenmessung aus. Bekanntlich verursachen ja nicht nur Röhren und Kreise eine Phasenverschiebung der durchgelassenen Frequenzen (die bei Kreisen in Resonanznähe am stärksten ist), sondern auch alle Zusammenschaltungen von Widerständen, Kondensatoren und Spulen, wie aus **Tabelle XIII** ersichtlich ist. Wenn man nun die Phasendrehungen innerhalb eines Zf-Verstärkers messend verfolgen will, so führt man die Ausgangsspannung eines Meßsenders, der den Durchlaßbereich des Verstärkers überstreicht, zunächst direkt an die waagerechten Ablenkplatten eines Katodenstrahl-Oszillografen. Einen (um die Gesamtverstärkung des zu untersuchenden Verstärkers) kleineren Bruchteil der gleichen Meßsenderspannung legt man an den Eingang des Verstärkers, dessen Ausgang mit den senkrechten Ablenkplatten des Oszillografen verbunden wird. Wenn man jetzt mit der Frequenz des Meßsenders langsam den Durchlaßbereich des Zf-Verstärkers überstreicht, so wird auf dem Schirm der Oszillografenröhre immer dann ein schrägliegender Strich erscheinen, wenn die Phasenverschiebung zwischen der direkt angelegten und der über den Verstärker laufenden Spannung genau $0° = 360°$ und (entgegengesetzt verlaufend) $180°$ beträgt. Bei einer Phasenverschiebung von genau $90°$ und $270°$ ist auf dem Schirm ein Kreis zu sehen, während bei dazwischenliegenden Phasenverschiebungen sich verschieden breite Ellipsen ergeben.

Tabelle XIII.

Baustein	Phasendrehung	Scheinwiderstand
	$\varphi = 0°$	$Z = R$
	$\varphi = +90°$	$Z = \omega L$
	$\tan\varphi = \frac{\omega L}{R}$	$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$
	$\tan\varphi = \frac{R}{\omega L}$	$Z = \sqrt{\frac{R^2\omega^2L^2}{R^2+\omega^2L^2}}$
	$\varphi = -90°$	$Z = \frac{1}{\omega C}$
	$\tan\varphi = -\frac{1}{\omega CR}$	$Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2C^2}}$
	$\tan\varphi = -\omega CR$	$Z = \sqrt{\frac{R^2}{1+\omega^2C^2R^2}}$
	$-\tan\varphi = \frac{\omega CR_2^2(1+\omega^2C^2R_2^2)}{R_1(1+\omega^2C^2R_2^2)+R_2}$	$Z = \sqrt{\left(R_1+\frac{R_2}{1+(\omega CR_2)^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega CR_2^2}{1+(\omega CR_2)^2}\right)^2}$
	$\varphi = \pm 90°$	$Z = \frac{\omega L}{1-\omega^2LC}$
	$\varphi = \pm 90°$	$Z = \omega L - \frac{1}{\omega C}$
	$\tan\varphi = \frac{\omega[L(1-\omega^2LC)-CR^2]}{R}$	$Z = \sqrt{\frac{R^2+\omega^2L^2}{(1-\omega^2LC)^2+\omega^2C^2R^2}}$
	$\tan\varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}$	$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$
	$\tan\varphi = R\left(\frac{1}{\omega L} - \omega C\right)$	$Z = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{R^2} + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}}$
	$\tan\varphi = \frac{R}{\omega L - \frac{1}{\omega C}}$	$Z = \sqrt{\frac{R^2\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$
	$\tan\varphi = R\left[\omega L\left(\frac{1}{R^2} + \omega^2C^2\right) - \omega C\right]$	$Z = \sqrt{\omega^2L^2 + \frac{1-2\omega^2LC}{\frac{1}{R^2} + \omega^2C^2}}$
	$\tan\varphi = \frac{\omega L R_2}{R_1(R_1+R_2)+\omega^2L^2}$	$Z = R_2\sqrt{\frac{R_1^2+\omega^2L^2}{(R_1+R_2)^2+\omega^2L^2}}$
 bei Resonanz und kritischer Kopplung	$\varphi = \pm 180°$	$Z = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$; $Z_1 = \frac{\omega^2M^2}{Z_2}$
 Sonderfall: $R_1 = R_2 = \sqrt{\frac{L}{C}}$	$\varphi = 0$	$Z = R_1 = R_2$

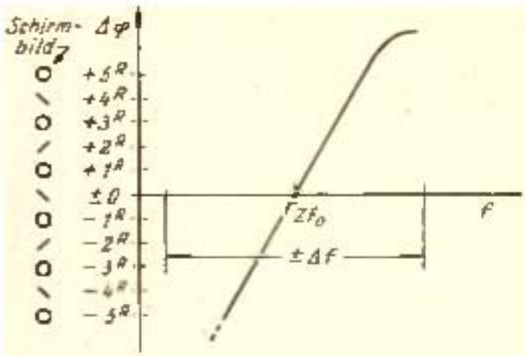


Bild 56. Schema einer Phasenwinkelkurve

Da sich nun gerade in Abständen von 90° zu 90°, also in Abständen von je einem rechten Winkel, markante Schirmfiguren ergeben, wählt man (hierl) als Einheit des Phasenmaßstabs rechte Winkel (1 R, 2 R, 3 R usw.). Trägt man jetzt gemäß **Bild 56**, ausgehend von der mittleren Durchlaßfrequenz (der unmodulierten Zf), nach beiden Seiten die Frequenzen ein, bei denen jeweils die Phase um einen weiteren rechten Winkel gedreht wird, so ergibt sich die Phasenwinkelkurve zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung. Ist diese Kurve innerhalb der verlangten Bandbreite geradlinig, so spricht man von linearem Phasengang. Verläuft sie jedoch nicht linear, so zeigt sie Phasenverzerrungen an, die bei Frequenzmodulation hörbare Verzerrungen hinter dem Demodulator verursachen und deren Ursache gesucht und beseitigt werden muß.

Wenn also in einem UKW-FM-Empfänger Verzerrungen oder selektive Schwingneigung auftreten, denke man zuerst an den Phasengang und versuche zunächst an Hand des Schaltbildes die schuldige Einzelteil-Kombination aufzuspüren, die sich praktisch dadurch verrät, daß schon geringfügige Änderungen ihrer Werte auch den aufgetretenen Effekt merkbar verändern. Sehr oft ist eine zu starke Kopplung der Zf-Bandfilter die Ursache von Phasenverzerrungen – ein Grund mehr, diese Filter stets unterkritisch zu koppeln.

3.25 *Allgemeine Aufbaurichtlinien; Verdrahtung und Abschirmung*

Es kann nicht Aufgabe dieses Buches sein, narrensichere Bauanleitungen mit Verdrahtungsplänen und Konstruktionsskizzen zu geben. Der Selbstbau von UKW-FM-Geräten ist nur etwas für Fachleute und solche Amateure, die sich bei jedem Handgriff und bei jeder Änderung in der Schaltung genau überlegen, was sie damit tun und wie sich diese Maßnahme auswirkt. Im Verfolg

dieses Gedankenganges wurde auch in dem vorliegenden Buch das Hauptgewicht auf das „Warum" der Schaltungspraxis gelegt. So haben wir in den vorhergehenden Abschnitten eine ganze Reihe wichtiger Gesichtspunkte kennengelernt, so daß jetzt nur noch einige Fragen des praktischen Aufbaus zu klären sind.

In weit stärkerem Maß als bei normalen Rundfunkempfängern muß man hier vor Beginn des Selbstbaus die günstigste Einzelteilanordnung durchdenken. Bereits im Zf-Teil kommt es auf kürzeste Verbindungsleitungen, kleinste Schaltkapazitäten, planvolles Abblocken und gute Abschirmung, kurz: auf die Verwertung bisheriger Kurzwellenerfahrungen an. Ein Vielfaches der dafür aufgewandten Zeit sollte man sich jedoch bei der Planung der UKW-Stufen nehmen. Welchen Einfluß schon verhältnismäßig kleine Verdrahtungsstücke haben, wurde im vorletzten Abschnitt erörtert. Mit diesen Einflüssen muß bei allen Verbindungen zwischen Einzelteilen im UKW-Teil gerechnet werden, z. B. schon beim Anschluß des Schwingungskreises an eine Röhre. Verdrahtet man diesen Schaltungsteil gemäß **Bild 57**, so ergibt es sich, daß der eigentliche Schwingkreis über zwei Drahtstücke am Röhreneingang liegt, die allein schon infolge ihrer Eigeninduktivität dämpfend wirken müssen. Nimmt man die Verdrahtung jedoch nach **Bild 58** vor, so werden die induktivitäts- und kapazitätsbehafteten Drahtstücke Bestandteile des Kreises, können

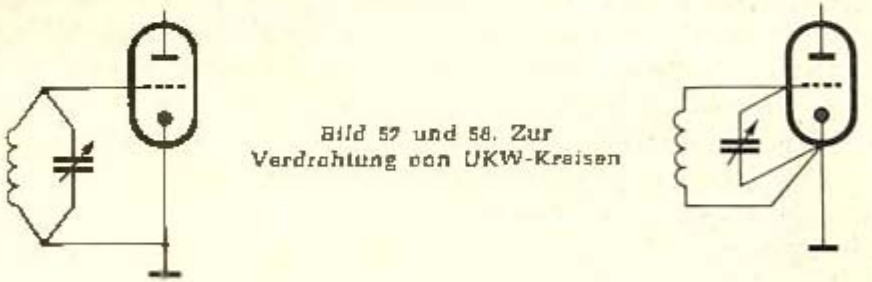


Bild 57 und 58. Zur Verdrahtung von UKW-Kreisen

also nicht mehr dämpfend wirken, sondern erniedrigen nur die Eigenfrequenz des Kreises geringfügig. Lassen sich längere Leitungen zum Schwingkreis nicht vermeiden (z. B. vom Wellenschalter), so verlege man sie bifilar, also dicht nebeneinander und so, daß die von ihnen eingeschlossene Fläche möglichst klein bleibt. Wo man in der Praxis vernachlässigen darf, lernt man

dann im Laufe der Zeit von selbst; in der Anfangszeit aber sollte man in UKW-Stufen immer vorsichtig und mißtrauisch sein.

Aus den bisherigen Andeutungen können wir bereits ersehen, daß man in UKW-Stufen möglichst jede hochfrequenzführende Leitung vermeiden sollte, indem man die schaltungsmäßig zusammengehörenden Teile so dicht neben- und aufeinander packt, wie angängig ist. „Angängig" ist z. B., Spule, Trimmer, Katodenkondensator und Röhrenfassung unmittelbar mit ihren Lötfahnen an die Anschlüsse des Drehkondensators zu löten (ohne Rücksicht auf das Aussehen des dadurch entstehenden „Igels") und erst dann zu überlegen, wie und wo das Ganze am besten im Chassis untergebracht werden kann, ohne daß das Chassis zusammengehörige Teile trennt oder eine einwandfreie Abschirmung gegen andere Schaltungsgruppen unmöglich gemacht wird. Nicht angängig ist jedoch, hierbei die Spule so nahe an das Chassis oder die Abschirmung zu bringen, daß sie unzulässig gedämpft wird. Auch darf sie nicht (auch nicht über eine Entfernung von vielen Zentimetern) mit Spulen anderer Schaltungsteile oder mit Drosseln koppeln können.

Man muß also hier noch mehr als sonst im Hf-Gebiet „mit dem geistigen Auge verdrahten" und sich die Hf-Felder um Spulen, Drähte und Kondensatoren körperlich vorstellen. Man muß schon an den glatten Linien des Prinzipschaltbildes förmlich wilde Kapazitäten und Induktivitäten sitzen sehen können und ihre Wechselwirkung aufeinander und auf gewollte Schaltungsbestandteile abschätzen. Gewiß führt eine Nichtbeachtung dieser Regeln nicht unbedingt zu völligen Versagern – sie kann aber erhebliche Leistungsverluste gegenüber anderen, sorgfältiger aufgebauten Geräten verursachen. Im übrigen wurde schon gesagt, daß man besser übertrieben sorgfältig arbeitet, so lange man nicht genau weiß, wo man ohne Nachteil vernachlässigen darf.

Genau das gleiche gilt für die Wahl der Isolierstoffe und die Abschirmungsfrage. Jeder Kurzwellenamateur hat hier schon einschlägige Erfahrungen gesammelt, und doch muß er in UKW-Geräten noch viel sorgfältiger vorgehen. Sperrholz und Hartpapier scheiden als Isolatoren, auch für untergeordnete Teile, von vornherein aus. Man bevorzuge keramische Bauteile mit

kleinstem Verlustfaktor und niedriger Dielektrizitätskonstante und verwende, wo immer es möglich ist, Luft als Isolator. Von Kunststoffen, die den Vorteil leichter Bearbeitungsmöglichkeiten haben, sind ungefärbtes Trolitul, Styroflex und andere Polystyrole, auch Oppanol und chemisch reines Paraffin gut geeignet. Auch klarer Glimmer ist ein guter Isolator.

Schaltungsrücksichten, Abmessungen der Einzelteile und die zur Verfügung stehenden Isoliermaterialien bestimmen weitgehend die Einzelteilanordnung innerhalb der einzelnen Stufen. Die Gesamtanordnung der Stufen erfolgt wie üblich im Zuge des elektrischen Schaltbildes. Hierbei wird der Beginn des Schaltungszuges auf dem Chassis meist durch die Anordnung der bedienbaren Einzelteile bestimmt. In jedem Falle gehen aber elektrische Forderungen vor Bedienungswünschen, zumal es relativ einfach ist, durch Achsverlängerungen oder einfache Seilzüge die Bedienung der elektrisch notwendigen Anordnung anzupassen. Andererseits ist es durchaus nicht nötig, die Eingangsstufe an die Rückwand, also beim Antennenanschluß, anzuordnen. Der Ultrakurzwelle ist es nämlich ziemlich gleichgültig, ob sie dem Kabel, auf dem sie bereits 8 m zum Empfänger zurückgelegt hat, nun noch innerhalb des Gerätes weitere 0,15 m folgen muß oder nicht, wenn sie nur über eine reflexionsfreie Steckverbindung in das Gerät gebracht wird.

Hat man nun die Gesamtanordnung und die Einzelteilanordnung innerhalb der Stufen zur Zufriedenheit gelöst, so muß man sich vor Beginn der Gesamtverdrahtung (einzelne Stufenverdrahtungen können meist schon zu Beginn der Anordnungsplanung ausgeführt werden) noch den Umfang der notwendigen Abschirmungen eingehend überlegen. Abgeschirmte Leitungen kommen bei vernünftigem Aufbau nur für Nf- und Hf-Leitungen und in Ausnahmefällen auch für Stromversorgungsleitungen in Frage. An Einzelteilen sind nur die Zf-Bandfilter unbedingt abzuschirmen. In den UKW-Stufen werden dafür vollständige Stufenabschirmungen angewendet. Bei dieser Gelegenheit soll darauf hingewiesen werden, daß man das Chassis wie die Abschirmungen für selbstgebaute UKW-Teile unbedingt aus Kupfer oder Messing (auch Cupal) wählen sollte, da nur diese Metalle die nötigen kleinen Übergangswiderstände an den Erdungspunkten

ermöglichen und in Anbetracht der geringen Eindringtiefe ausreichend gute Leiter darstellen. Für den Zf-Verstärker können dagegen Chassis wie Abschirmung wie bisher aus Aluminium hergestellt werden.

Auf die verschiedenen Arten der Abschirmung und ihre richtige Bemessung [59] braucht wohl an dieser Stelle nicht eingegangen zu werden. In der Praxis geht man von der Röhrenabschirmung, d. h. von dem Schirmblech zwischen Eingangs- und Ausgangselektroden der Röhren aus, das ebenfalls aus Messing oder Kupfer angefertigt wird und zweckmäßigerweise den Erdungspunkt der Stufe enthält. Bei allen Röhren, deren Eingangs- und Ausgangsschaltung auf gleichen oder benachbarten Frequenzen arbeiten, muß dieses Schirmblech zu einer vollständigen Einkapselung der betr. Schaltungsteile ausgedehnt werden. Bei hochverstärkenden Schaltungen ist es ratsam, die Stufenabschirmungen gewissermaßen „wasserdicht" auszuführen, da wegen der kleinen Betriebswellenlänge schon kleine Ritzen und Löcher den Übertritt schädlicher Hf-Energiemengen in die benachbarte Schaltung ermöglichen. Dazu gehört, daß die Kanten reichlich überlappt oder gut verlötet werden, und daß man die Deckel der Abschirmboxen mit Schrauben, die im Abstand von 2 cm aufeinanderfolgen, befestigt, oder an den Boxrändern gefiederte Bronzebleche anbringt, die sich breitflächig gegen den Deckel anlegen. Wenn man erst einige größere UKW-Geräte gebaut hat, bekommt man bald ein Gefühl dafür, wie weit man mit den Abschirmmaßnahmen gehen muß und wo „nichts passieren" kann.

Übrigens sollten Pendelrückkopplungszusätze ebenfalls immer „wasserdicht" abgeschirmt sein.

Die schönste Abschirmung ist jedoch wenig wert, wenn die aus- und eingehenden heißen und Stromversorgungsleitungen die eigentlich abzuschirmende Energie transportieren. Deswegen werden grundsätzlich alle Stromversorgungsleitungen durch Drosseln oder Siebwiderstände in Zusammenarbeit mit Durchführungs- und Überbrückungskondensatoren (s. dort) entkoppelt und die heißen Leitungen durch knapp bemessene kleine Löcher in der Abschirmung (evtl. unter Verwendung von Transito-Buchsen) zur nächsten Stufe geführt. Natürlich müssen dabei die Ent-

kopplungswiderstände möglichst dicht an die Abschirmung gesetzt werden, damit ihre Anschlußdrähte nicht infolge Spannungsabfall an der Leitungsinduktivität „unterwegs" wieder erneut abzuschirmende Energie auffangen. Die Überbrückungskondensatoren werden dabei selbstverständlich mit ihrem Masseanschluß (Erdzeichen, bei Keramikkondensatoren der äußere Belag) an Masse gelegt.

Ist die Abschirmfrage geklärt, so werden nach Durchführung der möglichen internen Stufenverdrahtungen die Abschirmungen selbst eingebaut und es wird die *Gesamtverdrahtung* begonnen. Hier werden alle hochfrequenzführenden Leitungen gemäß den oben gegebenen Hinweisen auf kürzestem Wege gezogen, während alle Stromversorgungsleitungen in den äußersten Chassiskanten und an diesen anliegend bis in die Nähe der zu versorgenden Stufe geführt werden, wohin sie – ebenfalls auf kürzestem Wege aber dicht am Chassis „kriechend" – verlegt werden. Wie üblich wählt man für diese Leitungen isolierten Schaltdraht und verdrillt die Heizleitungen, sofern sie nicht einpolig geerdet sind. Im letzteren Falle führt man die geerdete Leitung isoliert bis an die Stufen heran und erdet sie erst dort an der Stufenerde. Die Stufenerden (Röhren-Schirmbleche), an die alle zu erdenden Einzelteile strahlenförmig auf dem kürzesten Wege mit dicken Drähten angeschlossen werden, brauchen nicht – wie oft angegeben – besonders isoliert und strahlenförmig mit einer Sammelerde verbunden zu werden. Bei den hier vorkommenden hohen Frequenzen leitet das Chassis bereits zu schlecht, als daß Schwierigkeiten infolge verkoppelter Stufenerden zu erwarten seien. Notfalls kann man das Chassis zwischen den Stufen schlitzen. Wie für die Erdverbindungen, bevorzugt man auch für die heißen Leitungen dicken blanken Schaltdraht, um möglichst kleine Leitungsinduktivitäten und Hf-Widerstände (Skineffekt!) zu erreichen. Bei Überbrückungskondensatoren beachte man das dort Gesagte und trenne sie nie (etwa aus Schönheitsrücksichten) von den Kreisen, zu denen sie gehören. Im übrigen vermeide man ängstlich wilde Kopplungen in der Verdrahtung, die wegen der von ihnen verursachten Phasendrehungen zu unangenehmen (vom Begrenzer nicht unterdrückten) Phasenverzerrungen führen.

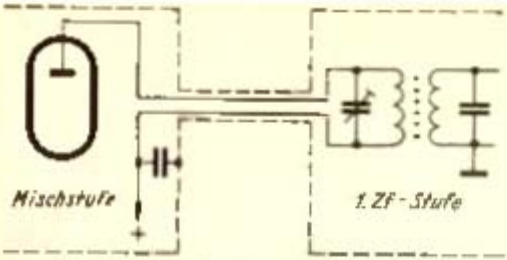


Bild 59. Richtige Verbindung zweier Baugruppen (Mischkopf und Zf-Verstärker)

Alle bisher behandelten Maßnahmen sind für strahlende Stufen (Oszillatoren und Pendler) besonders beachtenswert. Hier sind insbesondere die Heizleitungen sorgfältig zu entkoppeln.

Die in kommerziellen Geräten übliche Unterteilung des Gesamtgerätes in steckbare Baugruppen hat große Vorteile (leichtere Reparatur und Änderung einzelner Stufen, bessere Abschirmmöglichkeiten usw.), verlangt aber neben größerem Einzelteilaufwand eine wirklich souveräne Beherrschung der Schaltungspraxis, zumal hier heiße Kopplungsleitungen besonders behandelt werden müssen. Auch bei normal gebauten Superhets empfiehlt sich eine gruppenartige Unterteilung in Mischkopf und Zf-Verstärker; die Verbindungsleitung zwischen beiden wird dabei zweipolig und abgeschirmt gemäß **Bild 59** verlegt, wobei die Abschirmung beidseitig in die Schirmwände der Baugruppen eingelötet wird.

Zum mechanischen Aufbau soll abschließend darauf hingewiesen werden, daß er besonders in den UKW-Stufen sehr stabil und mit starrer Verdrahtung erfolgen muß. Außerdem ist eine Einwirkung des Lautsprecherschalles durch die Luft oder über ein gemeinsames Gehäuse durch bekannte Maßnahmen zu verhindern, weil hier wegen der FM-Empfindlichkeit der Schaltung außerordentlich leicht akustische Rückkopplung auftritt [60].

Alle bisher gegebenen Ratschläge gelten für röhrenbestückte Geräte; Transistorempfänger sind in mancher Beziehung weniger kritisch. Zwar sind manchmal winzige Einzelteile schlecht zu handhaben, und die Arbeitspunkte der Transistoren beeinflussen die der Nachbarstufen, doch ist man schon mit dem Fortfall der Heizkreise und der hohen Betriebsspannungen einige Sorgen los. Daß die Schaltungen niederohmig sind, macht auch die Abschirmfrage weniger kritisch, und es bleibt eigentlich nur noch das Verdrahtungsproblem als erschwerendes Moment. Hier lohnt es sich

meist, mit geätzten Schaltungen (vgl. RPB 119/120) zu arbeiten, für die der Radio-Versandhandel alle erforderlichen Materialien bereit hält.

3.26 *Abgleichfragen*

Beim Abgleich von UKW-FM-Empfängern geht es nicht ohne Meßsender und anderes Meßinventar, wenn man wirklich die durch gute Einzelteile und Schaltung gegebene Empfangsleistung und Wiedergabequalität erreichen will. Zudem treten erfahrungsgemäß bei größeren Geräten immer erst einige „Misteffekte" auf, die den Abgleichvorgang erschweren.

Bei einkreisigen Geradeausempfängern bestehen natürlich kaum Schwierigkeiten: Man stellt auf die verzerrungsärmere Flanke (bei Flankendemodulation) ein, womit alles getan ist. Bei Pendlern müssen außerdem der richtige Arbeitspunkt und die günstigste Pendelfrequenz ermittelt werden. Hat ein Geradeausempfänger einen Ratiodetektor oder ähnlichen Demodulator, so muß dieser natürlich – wie weiter unten für Zf-Demodulation beschrieben – abgeglichen werden, wobei noch daran zu denken ist, daß die zu demodulierenden Frequenzen wesentlich höher sind. Die Handempfindlichkeit solcher Schaltungen bedingt oft, daß man zahlreiche Tricks anwenden muß, um einwandfreien Abgleich zu erzielen.

Bei Superhetzusätzen beginnt man – wie auch in der AM-Technik – mit dem Hintrimmen des Zf-Verstärkers und vom Demodulator her, bevor man an den Abgleich der UKW-Stufen gehen kann.

Für den Zf-Abgleich gibt es zwei grundsätzlich verschiedene Verfahren, von denen das eine (Abgleich mit Wobbelgerät und Oszillograf) zwar sehr elegant, aber für den Amateur mit zu komplizierter Meßtechnik verknüpft ist. Das andere Verfahren benötigt außer zwei empfindlichen Drehspulinstrumenten nur je einen fein verstimmbaren geeichten Meßsender für das Zf- und das UKW-Band [50]. Dafür ist es ziemlich umständlich, weil man für einwandfreien Abgleich der Breite und Form der Zf-Durchlaßkurve diese Kurve wiederholt punktweise aufnehmen muß (Ausgangsspannung des Demodulators in Abhängigkeit von der Frequenzänderung). Während die FM-Zf-Bandfilter wie üblich

(auf 10,7 MHz) abgeglichen werden, soll der Abgleich eines Diskriminators noch etwas näher erläutert werden. Man beginnt damit, daß man den Meßsenderausgang (10,7 MHz, mindestens 0,1 Volt) unmoduliert über einen kleinen Kondensator an den Eingang der letzten Zf-Stufe legt und zunächst die Primärspule auf maximalen Ausschlag eines am Nf-Ausgang eingeschalteten 50-µA-Instrumentes abgleicht. Dieses Meßgerät muß beim Abgleich der Sekundärspule entfernt werden, um die Symmetrie der Schaltung nicht zu gefährden. Es wird dann in Serie mit einem 200-kΩ-Widerstannd an beide Diodenkatoden gelegt (wenn kein zweites Instrument mit gleichem Meßbereich aber Null-Mitte zur Verfügung steht). Bei genau eingestellter mittlerer Zf wird nun der Sekundärkreis so abgeglichen, daß der Zeigerausschlag auf Null zurückgeht und bei Verstimmung des Meßsenders um gleiche Beträge (z. B. ± 50 oder 100 kHz) gleich große positive oder negative Ausschläge zeigt. Wenn die Diskriminatorschaltung in ihrem praktischen Aufbau sorgfältig symmetriert wurde, können dann noch auftretende Unsymmetrien der Demodulatorkurve durch geringfügiges Verstimmen des Primärkreises korrigiert werden.

Während also der Sekundärkreis den exakten Nulldurchgang der Demodulatorkurve bestimmt, ist der Primärkreis für deren Symmetrie und Steilheit, also für die Lautstärke und Verzerrungsfreiheit des FM-Empfangs, verantwortlich. Bei selbstgebauten Spulen muß folglich auch die richtige Kopplung sorgfältig ermittelt und der Abgleichvorgang entsprechend oft wiederholt werden. Gehörmäßig läßt sich dieser Abgleich nicht durchführen.

Allgemein kann die Kopplung der Zf-Filter mit Hilfe von Ersatzdämpfungen vor dem Einbau oder auch danach auf den kritischen oder einen unterkritischen Wert ($k \cdot Q = 1...0{,}7$) eingestellt werden. Wenn man die Primärspannung, d. h. die Spannung am Primärkreis eines Filters, mißt und beim Kurzschließen des Sekundärkreises den doppelten Wert der Leerlaufspannung erhält, so hat man gerade kritische Kopplung eingestellt. Es genügt dann eine Vergrößerung des Spulenabstandes, um in den Bereich unterkritischer Kopplung zu kommen.

Für den echten *Ratiodetektor* mit Hilfsspule empfiehlt sich folgende Abgleichreihenfolge (**Bild 60**):

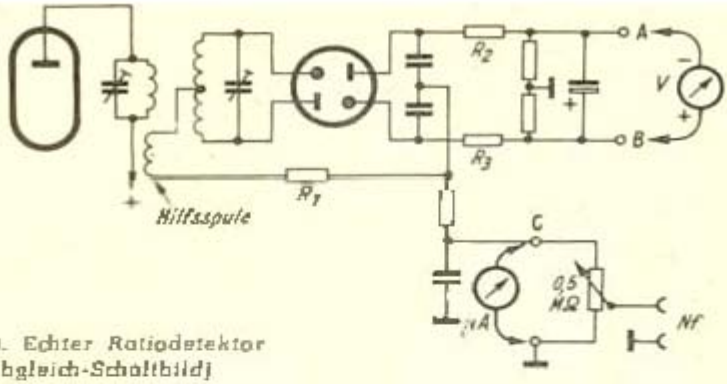


Bild 60. Echter Ratiodetektor (Abgleich-Schaltbild)

a) Röhrenvoltmeter oder Voltmeter mit größerem Innenwiderstand als 1000 Ω/V an A und B anschließen und alle Zf-Kreise bei der mittleren Zwischenfrequenz (10,7 MHz) auf maximalen Ausschlag des Voltmeters abgleichen.

b) An C und Masse ein 50-µA-Meter (möglichst mit Nullmitte) anschließen und den sekundären Demodulatorkreis so nachstimmen, daß sich bei der mittleren Zwischenfrequenz der Ausschlag Null ergibt.

c) Durchlaßkurve (am Voltmeter) und Demodulationskennlinie (mittels µA-Meter) aufnehmen und den bisherigen Abgleich wiederholen bzw. die erwähnten Kopplungsänderungen usw. durchführen, bis die Durchlaßkurve ihre Sollform hat und die Demodulationskennlinie innerhalb der Bandbreite geradlinig verläuft. Die Geradlinigkeit der Demodulationskennlinie kann durch Änderung von R_1 (Bild 60, Größenordnung 50 Ω) noch verbessert werden, während die Kopplung der Hilfsspule und die Größe der Widerstände R_2 und R_3 maßgebend für die Amplitudenunabhängigkeit sind. Mit R_2 und R_3 können gleichzeitig schaltungs- oder diodenbedingte Unsymmetrien ausgeglichen werden.

d) UKW-Oszillator mittels Wellenmesser und µA-Meter (mit Parallel-C und verdrosselten Meßleitungen!) im kalten Ende des Gitterwiderstandes (Schwingstrom) auf gleichmäßiges Schwingen über den UKW-Bereich hintrimmen. Die dabei am Gitter der Mischstufe stehende Spannung (= Strom im kalten Ende des Mischgitterwiderstandes × Gitterwiderstand) soll bei additiver

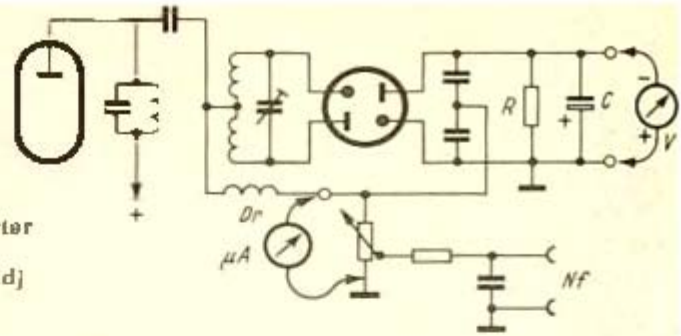


Bild 61. Abgeänderter Ratiodetektor (Abgleich-Schaltbild)

Mischung (EC 92) etwa 3 Volt betragen, bei selbsterregter EF 85 etwa 2,5 Volt, bei multiplikativer Mischung mehr (7...10 V).

e) Mit UKW-Meßsender bei angeschlossenem Zf-Teil und Demodulator samt Instrumenten den oder die Eingangskreis(e) abgleichen (L bei 87 MHz, C bei 98 MHz) und Gesamtdurchlaßkurve aufnehmen. Danach evtl. die nach dem bisherigen Text erforderlichen Korrekturen vornehmen.

f) Falls möglich, Zf-Phasengang (s. dort) messen und gegebenenfalls Kopplungen usw. korrigieren.

Beim abgeänderten Ratiodetektor **(Bild 61)** mit kapazitiver Ankopplung gilt grundsätzlich die gleiche Abgleichfolge mit dem Unterschied, daß hier eine Korrektur der Amplitudenabhängigkeit nur in ganz engen Grenzen durch Änderung der Zeitkonstante RC und der induktiven Spulenkopplung möglich ist.

3.3 Regelungsmöglichkeiten

Zur Sicherung eines einwandfreien UKW-Empfangs muß man sich verschiedener Möglichkeiten bedienen, die jedoch im Gegensatz zur automatischen Verstärkungs-(Lautstärke-, Schwund-, Fading-)Regelung des AM-Empfängers nicht mit gleicher Selbstverständlichkeit zur Ausstattung von FM-Empfängern gehören. Die Gründe dafür sind verschiedener Natur, was sofort zu erkennen ist, wenn man nach der praktischen Bedeutung der verschiedenen Regelungsmöglichkeiten für die gebräuchlichen Empfängerklassen (Röhren- oder Transistorgerät, Heim-, Taschen- oder Autoradioempfänger) fragt. So muß beispielsweise bei transistorbestückten Geräten neben der im Abschnitt 3.22 besprochenen Temperaturkompensation der Schwingkreise auch

der Temperaturgang der Transistoren selbst kompensiert werden. Die damit oft zwangsläufig verbundene Stabilisierung des Arbeitspunktes erschwert natürlich eine Verstärkungsregelung im herkömmlichen Sinne. Dagegen ist die für viele Transistorschaltungen wünschenswerte Stabilisierung der Speisespannung durch Stabilisationszellen, Selen- oder Zener- bzw. Referenzdioden oder auch Transistorregelschaltungen von großem Nutzen für die Zuverlässigkeit anderer Regelungen im Empfänger. Denn im Transistorgerät verbraucht jeder Regelvorgang im Gegensatz zum Röhrengerät eine, wenn auch kleine, Leistung, so daß bei unzureichender Belastbarkeit einer Regelspannungsquelle die betreffende Regelung leicht unstabil wird.

Von der Empfangsseite her gesehen, interessieren uns vor allem die automatische Verstärkungsregelung (AVC = Automatic Volume Control) und die selbsttätige Scharfabstimmung (AFC = Automatic Frequency Control).

Die Verstärkungsregelung ist an sich für den FM-Empfang gar nicht erforderlich, weil hier die relativ schnellen Feldstärkeschwankungen wie jede Amplitudenmodulation im Demodulator bzw. seinem Begrenzer untergehen. Erst die zunehmende Verbreitung transistorbestückter Reisegeräte mit UKW-Bereich einerseits und die größere Verbreitung von Gemeinschafts-Antennenanlagen mit hohen Ausgangspegeln andererseits ergaben die Notwendigkeit, auch für den UKW-Empfang eine Verstärkungsregelung zum Ausgleich großer, vom Begrenzer nicht zu verarbeitender Feldstärkeunterschiede von Sender zu Sender oder beim Empfang eines Senders während der Autofahrt vorzusehen. Welche Schwierigkeiten sich hierbei allgemein für additive Mischstufen und im besonderen für Transistorgeräte ergeben, wurde bereits im Abschnitt 2.3 besprochen. Es kommt hinzu, daß die Begrenzerwirkung der verschiedenen Demodulatorarten unterschiedlich ist und daß einige andere Faktoren, wie z. B. die Anfälligkeit gegen Kreuzmodulation, die Rauschverhältnisse oder durch Verschiebung der Arbeitspunkte verursachte Phasendrehungen, bei der Schaltungsentwicklung zu berücksichtigen sind. Allgemeingültige Rezepte lassen sich folglich nicht angeben, so daß wir hier nur noch kurz von den beiden wichtigsten Regelungsverfahren für Transistorschaltungen sprechen wollen.

Ausgehend vom normalen Arbeitspunkt einer Transistorstufe kann man eine Herabsetzung der Verstärkung sowohl durch Verringerung wie durch Erhöhung ihres Kollektorruhestroms erreichen. Im ersten Fall spricht man von Abwärtsregelung, im zweiten von Aufwärtsregelung. Bei der *Abwärtsregelung*, die bevorzugt im Zf-Verstärker benutzt wird, verringert sich die Steilheit des Transistors unter gleichzeitigem Anstieg des Eingangs- und Innenwiderstandes, d. h. zunehmender Fehlanpassung, die gleichfalls zur Herabsetzung der Verstärkung beiträgt. Bei der *Aufwärtsregelung*, die vor allem für Mischstufen in Betracht kommt, benutzt man einen relativ hohen, für Hochfrequenz kapazitiv überbrückten Widerstand im Kollektorkreis normaler Transistoren. Mit zunehmendem Kollektorruhestrom kann dann die Kollektorspannung bis in das Restspannungsgebiet absinken, wobei der Innenwiderstand und die Steilheit des Transistors und folglich die Verstärkung der Stufe abnehmen. Die Aufwärtsregelung ist also praktisch eine Kollektorspannungsregelung mit dem Nachteil, daß sich mit der Herabsetzung der Verstärkung auch die Kollektorkapazität ändert und die Durchlaßkurve der Stufe verformt. Da die Aufwärtsregelung jedoch den Vorteil bietet, die Übersteuerungsgrenze für hohe Hf-Eingangspegel heraufzusetzen, wendet man sie gern in Tunerschaltungen an, seitdem es hierfür geeignete Regeltransistoren [z. B. AF 109, AF 180] gibt. Bei diesen Transistorarten durchläuft die Steilheit mit zunehmendem Emitterstrom ein Maximum und fällt danach wieder ab, so daß man bei Vorhandensein eines Emitterwiderstandes auf den oben erwähnten Widerstand im Kollektorkreis von Regeltransistoren verzichten kann. Die Kollektorspannungsänderung wird dadurch wesentlich kleiner, mit ihr folglich auch die Änderung der Kollektorkapazität und damit die Verstimmung der Durchlaßkurve.

In röhrenbestückten Geräten ist die Verstärkungsregelung von Zf- und UKW-Vorstufen weniger problematisch. Hier lassen sich auch normale Trioden, d. h. Röhren ohne Regelcharakteristik, steuern, weil man beim FM-Empfang leichter Amplitudenverzerrungen in Kauf nehmen kann.

Die *automatische UKW-Scharfabstimmung* ist besonders für Autoempfänger nützlich und wird darüber hinaus in Spitzen-

geräte eingebaut, besonders wenn diese mit einer Sendersuch-Automatik ausgestattet sind. Eine am Demodulatorausgang gewonnene Steuerspannung wird in der Regel zur Nachstimmung des Oszillators benutzt, wobei es im Prinzip gleichgültig ist, ob das nachstimmende Bauelement eine Kapazitätsdiode, eine Reaktanzröhre oder eine im Oszillatorkreis liegende Nachstimmspule mit Permeabilitätsabstimmung ist. In jedem Falle ist die Steuerspannung null, die richtige Abstimmung also erreicht, wenn die aus Empfangs- und Oszillatorfrequenz gebildete Zwischenfrequenz ihren Sollwert hat. Weicht die Oszillatorfrequenz relativ zur Empfangsfrequenz innerhalb eines Senderkanals vom richtigen Wert ab, so ergibt sich eine etwas zu hohe oder zu niedrige Zwischenfrequenz, die im Demodulator eine positive oder negative Richtspannung entsprechender Höhe für die Korrektur hervorruft.

3.4 Stereoempfangstechnik [44; 58; 67]

Wegen der hohen Wiedergabequalität, die der UKW-FM-Empfang ermöglicht, wurden die Nf-Stufen von Empfängern mit UKW-Bereich schon frühzeitig für höchste Ansprüche ausgelegt und nach Einführung der niederfrequenten Stereotechnik auch mit getrennten Verstärkerzügen für die beiden Nf-Kanäle ausgestattet. Mit der Aufnahme hochfrequenter Stereosendungen mußte auch die übrige Empfängerschaltung den qualitativen und steuerungstechnischen Forderungen der Hf-Stereofonie angepaßt werden. Um nämlich zwei, bei Aufnahme wie Wiedergabe seitenrichtig getrennte Nf-Signale auf nur einem gemeinsamen Hf-Träger übertragen zu können, mußten nicht nur höhere Qualitätsansprüche an Bandbreite, Phasenlinearität, Klirrfaktor, Übersprechdämpfung usw. erfüllt werden, sondern es wurde auch ein Verschlüsselungsverfahren für die Codierung und Decodierung der zu übertragenden Informationen benötigt.

Zur Übertragung von Stereomodulation hat man zahlreiche Verfahren ersonnen, beginnend natürlich mit der Verwendung getrennter Sender und Empfänger für jeden Übertragungskanal, wobei man sich bis heute mit zwei Kanälen – links und rechts – begnügt, obwohl an sich eine Vielzahl getrennter Kanäle für eine vollkommene Stereoübertragung wünschenswert wäre. Von allen

zwischen etwa 1949 und 1963 untersuchten und erprobten Verfahren ist das von der General Electric Co. und der Zenith Radio Corporation entwickelte Pilottonverfahren übrig geblieben, das 1961 von der FCC (Federal Communications Commission) in den USA genehmigt und genormt wurde. Es hat seinen Namen von einem Pilotton, der zwischen den benötigten Frequenzbändern übertragen wird und im Empfänger zur Entschlüsselung des multiplexen Stereosignals dient. Man kam zu dieser Lösung in dem Bestreben, folgende Grundforderungen an ein Stereoübertragungssystem zu erfüllen:

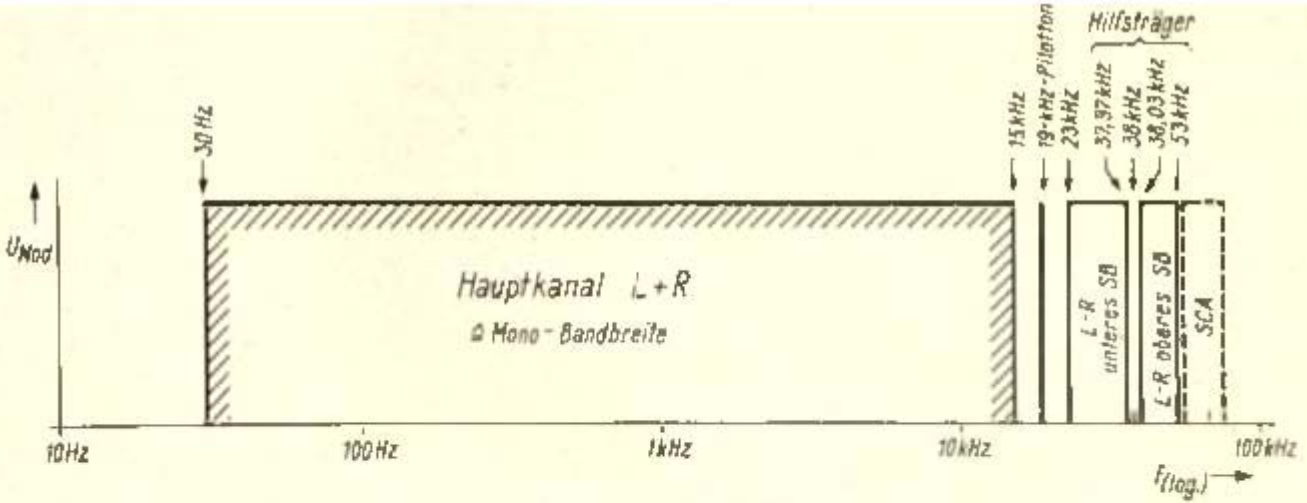
1. Volle künstlerische und technische Kompatibilität (wörtlich: Verträglichkeit), also u. a. die Möglichkeit, einen qualitativ gegenüber dem regelrechten Monobetrieb nicht beeinträchtigten monophonen Empfang des Stereosignals durchzuführen;

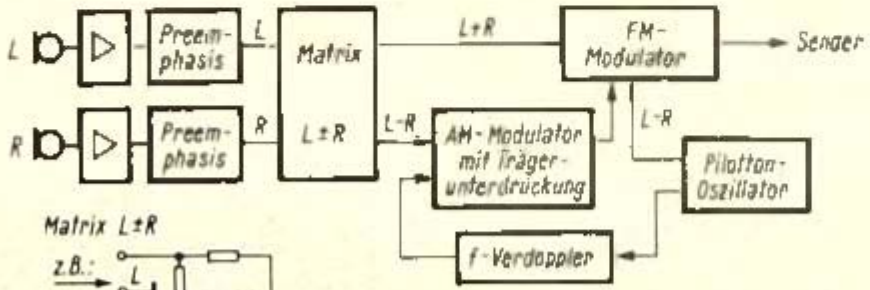
2. Beibehaltung des international vereinbarten Wellenplanes, d. h. keine Erweiterung der Kanalbandbreite, unter Beibehaltung eines niederfrequenten Modulationsbereiches von 30 bis 15 000 Hz;

3. keine spürbare Verengung der Versorgungsgebiete der UKW-Sender bei Stereobetrieb und

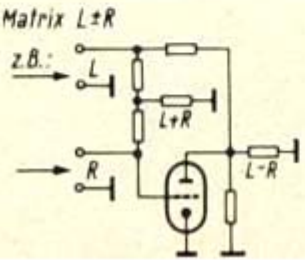
4. im Verhältnis zum Gerätepreis niedriger Aufwand für den Stereo-Decoder des Empfängers.

Die Erfüllung dieser Forderungen gelang mit dem Pilottonverfahren, bei dem der UKW-FM-Sender gemäß **Bild 62** mit einem Hauptkanal und den Seitenbändern eines Hilfsträgers plus dem bereits erwähnten Pilotton moduliert wird. Die räumlich (links L und rechts R) getrennt aufgenommenen Schallinformationen werden nach Verstärkung und Vorverzerrung (Preemphasis) dem Stereocoder des Senders (**Bild 63**) zugeführt. Dort werden die Summe L + R und die Differenz L − R der beiden Schallinformationen gebildet. Das Differenzsignal wird einem Hilfsträger von 38 kHz aufmoduliert, der durch Frequenzverdopplung aus dem Pilotton von 19 000 ± 2 Hz gewonnen und anschließend wieder soweit unterdrückt wird, daß er (bei 400 Hz) den Hauptträger zu weniger als 1% moduliert. Die Seitenbänder des Hilfsträgers und das Summensignal – beide mit einem Modulationsbereich von 30 bis 15 000 Hz – sowie der unmodulierte Pilotton modulieren dann den UKW-Sender mit dem Spektrum nach Bild 62. Der ober-





Oben: Bild 62. Frequenzspektrum stereofon moduliorter UKW-Sender



Unten: Bild 63. Stereocoder im UKW-Sender

halb des Hilfsträgerkanals in Bild 62 angedeutete Zusatzkanal von 55...75 kHz ist für den Stereorundfunk uninteressant. In den USA wird er zur gleichzeitigen Übertragung eines Hintergrund-Musikprogramms verminderter Qualität für Gaststätten und Warenhäuser [SCA = Subsidiary Communications Authorisation] benutzt; bei uns steht er dem Sendernetz für Dienstgespräche zur Verfügung.

Um den Pilotton und das Differenzsignal übertragen und trotzdem die oben genannte 2. Forderung erfüllen zu können, kann der verfügbare Frequenzhub von 75 kHz nur bis zu 67,5 kHz ausgesteuert werden. Der 10 %ige Aussteuerungsverlust bringt keinen Nachteil, weil er in der Regel in der Amplitudenbegrenzung der Empfänger untergeht. Unvermeidbar ist dagegen eine aus der Erhöhung der Nf-Bandbreite von 15 auf 53 kHz resultierende höhere Empfindlichkeit gegenüber Fremdstörungen und Laufzeitverzerrungen [Antenne!] sowie eine Verschlechterung des Rauschabstandes um 20 dB oder mehr beim monophonen Empfang des Stereosignals gegenüber reinem Monobetrieb. Im allgemeinen machen sich diese Nachteile aber nicht bemerkbar, wenn Sender und Empfänger sorgfältig dimensioniert und abgeglichen werden. Dazu gehört beispielsweise, daß die Phasenbedingungen des Pilottons sowie der Summen- und Differenzsignale zueinander eingehalten werden [58; 67], um eine Übersprechdämpfung von $\geq$ 30 dB über den gesamten Nf-Bereich einhalten zu können.

Zur Entwirrung (Decodierung) des multiplexen Stereosignals auf der Empfangsseite haben sich einige Standardlösungen durchgesetzt, die sich nach der Art der Kanaltrennung (Frequenz- oder Zeitmultiplexverfahren), der Regenerierung des Hilfsträgers (mit oder ohne Hilfsoszillator) und anderen Kriterien (Gleichrichterschaltungen) unterscheiden lassen. In der Praxis ist man weniger kritisch und spricht fast nur von drei Verfahren:

a) dem Matrix- oder Frequenzmultiplex-Verfahren,

b) dem Abtast- oder Zeitmultiplexverfahren,

c) der Hüllkurven-Spitzengleichrichtung.

In allen drei Fällen bleibt der grundsätzliche Aufbau des Empfängers von der Antenne bis zum FM-Demodulator und im 2-

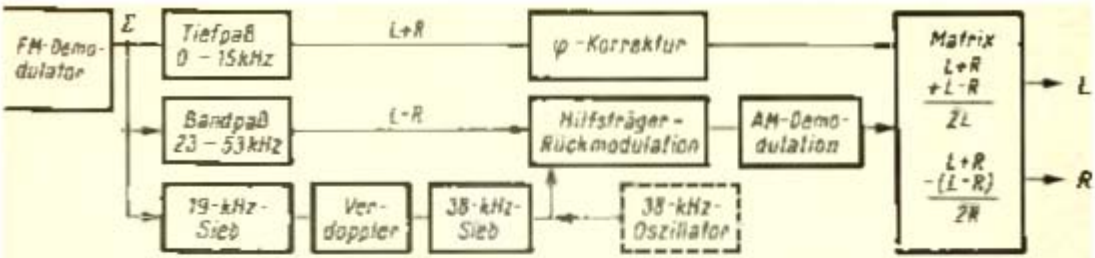


Bild 64. Blockschaltbild eines Matrix-(Frequenzmultiplex-)Decoders

Kanal-Nf-Verstärker erhalten; nur einzelne technische Daten (Zf-Bandbreiten, Phasenkorrektur usw.) sind genauer zu realisieren als bei vergleichbaren Monogeräten. Wie die Blockschaltbilder zeigen, unterscheiden sich die Decoder für die genannten drei Verfahren praktisch nur in der Behandlung des Hilfsträgers bzw. der Differenzsignale und der Auftrennung der Kanäle.

Im *Matrix-Decoder* nach **Bild 64** wird das multiplexe Stereogemisch (wie übrigens auch bei den anderen Verfahren) durch Filter aufgetrennt. Der dabei herausgesiebte 19-kHz-Pilotton wird auf 38 kHz verdoppelt und anschließend verstärkt oder zur Synchronisierung eines besonderen Hilfsträger-Oszillators benutzt, damit die durch ein Bandfilter (23...53 kHz) separierten Seitenbänder des Differenzsignals wieder ihren Träger erhalten. Das danach demodulierte Differenzsignal wird zusammen mit dem Summensignal der Matrixschaltung zur Trennung der Kanäle zugeführt. Das Summensignal durchlief zuvor einen Tiefpaß (0...15 kHz) und eine Phasenkorrektur zum Ausgleich der längeren Laufzeit des Differenzsignals im Decoder.

Der einfacher aufgebaute und daher sehr beliebte *Abtastdecoder nach dem Zeitmultiplexverfahren* (**Bild 65**) wird auch

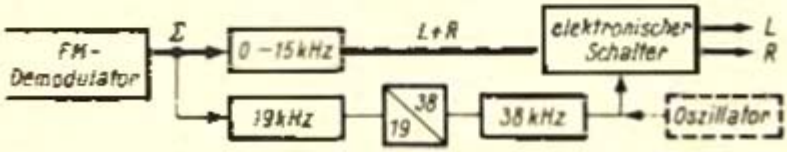


Bild 65. Blockschaltbild eines Abtastdecoders für das Zeitmultiplex-Verfahren

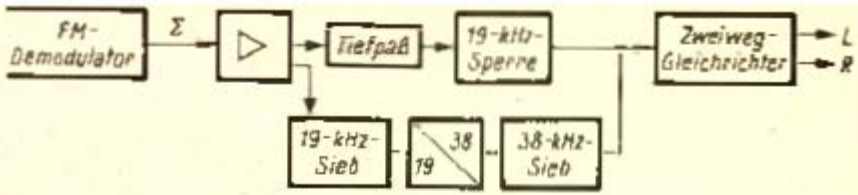


Bild 66. Blockschaltbild der Hüllkurven-Spitzengleichrichtung

Schaltdecoder genannt, weil er mit Hilfe eines elektronischen Schalters (Diodenbrücke, Ringmodulator, Elektronenstrahlschaltröhre) im Rhythmus der Hilfsträgerfrequenz das Multiplexsignal wechselweise auf den linken und den rechten Kanal schaltet. Bei genauer Einhaltung der Phasenbedingungen erhält man auf diese Weise die dem Sender aufmodulierten Kanalinformationen seitenrichtig am Empfängerausgang zurück.

Physikalisch nur wenig verschieden vom Schaltdecoder, nämlich mit sehr kleinem Stromflußwinkel, arbeitet die *Hüllkurven-Spitzengleichrichtung* nach **Bild 66**, auch direkte Demodulation, Phasen- oder Zweiweggleichrichtung genannt. Wie der Name sagt, wird hier lediglich die Umhüllende des vom Pilotton befreiten Stereogemisches durch zwei entgegengesetzt gepolte Dioden abgetastet, weil bei richtiger Phasenlage in der oberen Hüllkurve das linke, in der unteren das rechte, Stereosignal eingeschlossen sind. Dem kleineren Einzelteilaufwand (gegenüber dem Matrixverfahren) steht der Nachteil entgegen, daß nichtlineare Verzerrungen an den Diodenkennlinien zu hörbaren Mischprodukten führen können und die Signalwege im Decoder keine getrennten Korrekturmöglichkeiten bieten.

Allen Decoderschaltungen für das Pilottonverfahren gemeinsam ist die Möglichkeit, den Pilotton zur Anzeige einer Stereosendung und gegebenenfalls zur automatischen Umschaltung von Mono- auf Stereoempfang heranzuziehen. Für den Abgleich und die Überprüfung von Decodern gibt es besondere Prüfgeräte (z. B. von *Grundig, Loewe-Opta, Nordmende, Rohde & Schwarz* u. a.).

Da die Decoderschaltungen der verschiedenen Hersteller in der FUNKSCHAU und anderen Fachzeitschriften veröffentlicht wurden und werden, können wir uns hier mit einem Schaltungsbei-

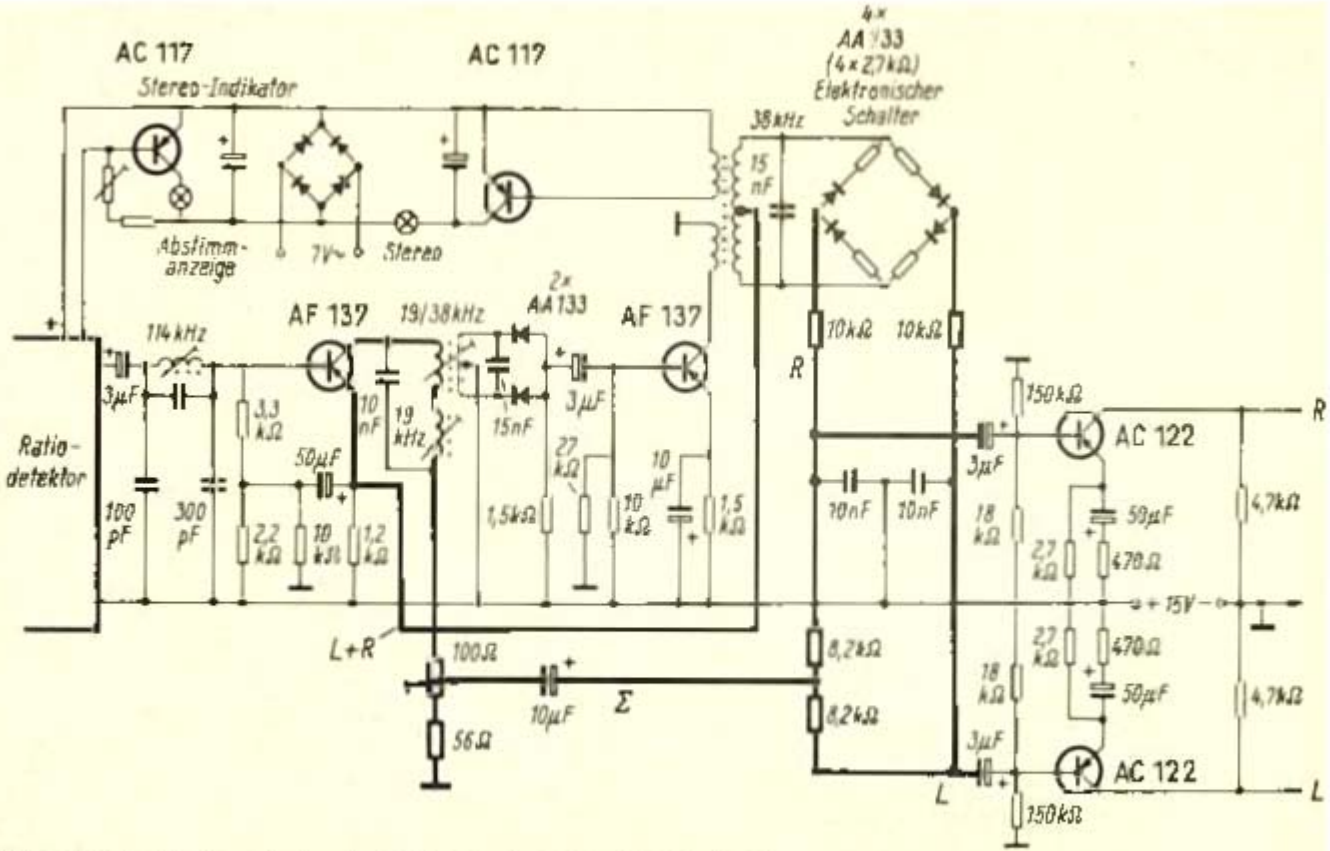


Bild 67. Stereodecoder nach dem Zeitmultiplex-Verfahren (Telefunken)

spiel nach dem Zeitmultiplexverfahren (**Bild 67**) begnügen. Gegenüber der vergleichbaren Blockschaltung Bild 65 ist hier noch eine einstufige Verstärkung für beide Kanäle zum Ausgleich des Pegelabfalls im Decoder nachgeschaltet. Außerdem ist der Eingangstiefpaß als Sperrkreis für die 3. Harmonische des Hilfsträgers (3 × 38 = 114 kHz) ausgebildet, um die Anfälligkeit gegen Rausch- und Nachbarkanalstörungen auf ein Minimum zu reduzieren (die geradzahligen Harmonischen werden im Ringdemodulator, der hier als elektronischer Schalter wirkt, unterdrückt).

3.5 Schaltungen der Zukunft

Während der Neubearbeitung dieses Bandes zeichneten sich Fortschritte in der Technik der Halbleiterbauelemente und der mit ihnen verwandten Integrierten Schaltungen ab, die früher oder später auch in den Geräten des UKW-FM-Rundfunks sichtbar werden dürften. Dabei handelt es sich vorwiegend um zwei Komplexe: röhrenähnliche Transistoren und Integrierte Schaltungen.

Soweit Feldeffekt-Transistoren und andere hochohmige bzw. röhrenähnliche Halbleiterbauelemente eines Tages ebenso billig wie herkömmliche Transistoren hergestellt werden können, werden sie lediglich die Grenze zwischen den Dimensionierungsregeln für röhren- und transistorbestückte Schaltungen verschie-

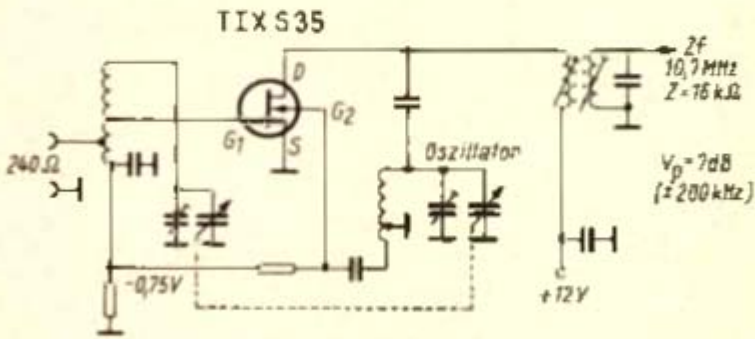


Bild 68. Selbstschwingende UKW-Mischstufe mit Feldeffekt-Tetrode (Texas Instruments TIX S 35). Bei einer Bandbreite von 400 kHz beträgt die Leistungsverstärkung 7 dB. Da die Rückwirkungskapazität nicht größer als 0,6 pF ist, wird die Oszillatorstrahlung ausreichend gedämpft, und die Oszillatorfrequenz wird von hohen Eingangspegeln nicht beeinflußt

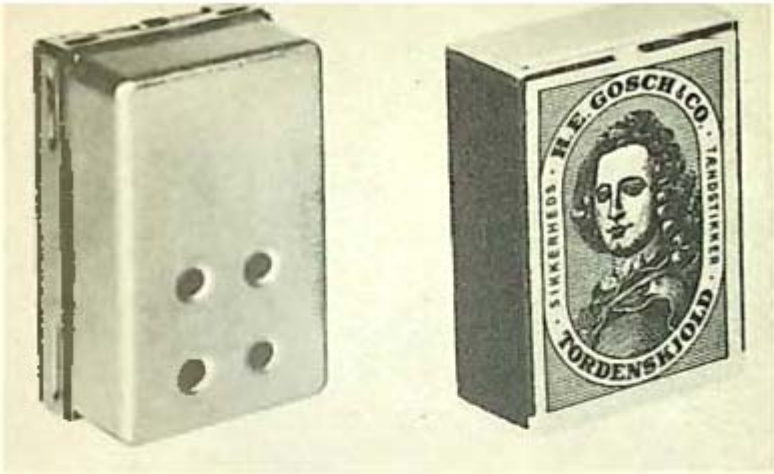


Bild 69. Zf-Modul (Arena-Werke)

ben – die beiden gemeinsame, grundlegende Schaltungspraxis dürfte jedoch erhalten bleiben (vgl. **Bild 68**).

Etwas anderes ist es mit der Technik der Integrierten Schaltungen, die bei großen Serien sehr wirtschaftlich und zuverlässig hergestellt werden können, aber die bisher für sich bestehenden und montierten Bauelemente – wie der Name sagt – in den Schaltungszug der Baugruppen einbeziehen. Widerstände und Kondensatoren werden dann gewissermaßen „im gleichen Atemzug" mit den Leitungen auf einen isolierenden Träger (Substrat) aufgebracht, etwa nach Verfahren, mit denen man heute Mesa- oder Epitaxial-Planar-Transistoren herstellt. Gleichzeitig werden sie durch optische Verkleinerung des entwickelten Schaltungszuges so klein hergestellt, daß ein vollständiger Demodulator mit Decoder und Nf-Vorverstärker in einem Transistorgehäuse heutiger Größe Platz findet.

Der Übergang zu dieser Schaltungstechnik der Zukunft erfolgt schrittweise, u. a. weil man Spulen nicht beliebig klein „drucken" kann. Zwei Wege werden dabei beschritten: ein konstruktiver und ein schaltungstechnischer. Der konstruktive Weg dient dem Sammeln von Erfahrungen im Empfängerbau, wobei nach dem Bausteinprinzip Baugruppen so zusammengefaßt werden, wie sie vermutlich später einmal als in sich geschlossene Bauelemente

Bild 70. Geöffneter Tuner-Modul (Arena-Werke)

gleicher Zusammensetzung in integrierter Schaltungstechnik im Handel sein werden. Ein kennzeichnendes Beispiel hierfür ist das Transmodulsystem der dänischen *Arena-Werke (Hede Nielsen Fabriker A/S)*, angewandt auf eine mit elf Silizium-Transistoren bestückte AM/FM-Superhetschaltung für UKML-Empfang mit 4 Watt Ausgangsleistung. Hier sind 95 % aller Bauelemente der an sich konventionellen Schaltung auf fünf Moduln aufgeteilt, die über Steckverbindungen (Pico-9/Novaltechnik) zusammengeschaltet werden. Die Moduln sind nicht größer als Streichholzschachteln (**Bild 69**), so daß sie [D-Zug-artig nebeneinander montiert] zusammen mit Nf-Verstärker und Netzteil nur die halbe Breite des z. B. 55 cm breiten, 17 cm tiefen und nur 11 cm hohen Empfängergehäuses beanspruchen. Die später im Prinzip gegen integrierte Baugruppen austauschbaren Moduln sind soweit standardisiert, daß mit ihrer Hilfe mehrere Empfängertypen unterschiedlicher Preisklassen zusammengestellt werden können. Im einzelnen handelt es sich dabei um folgende Baugruppen:

1. ein über drei Siliziumdioden abstimmbarer UKW-Tuner (**Bild 70**) mit 33 ± 1 dB Verstärkung und einer Rauschzahl von 3 kTo;

2. ein als AM-Mischer und 1. FM-Zf-Stufe (± 250 kHz; 23 dB, AM: 32 dB) geeigneter Modul;

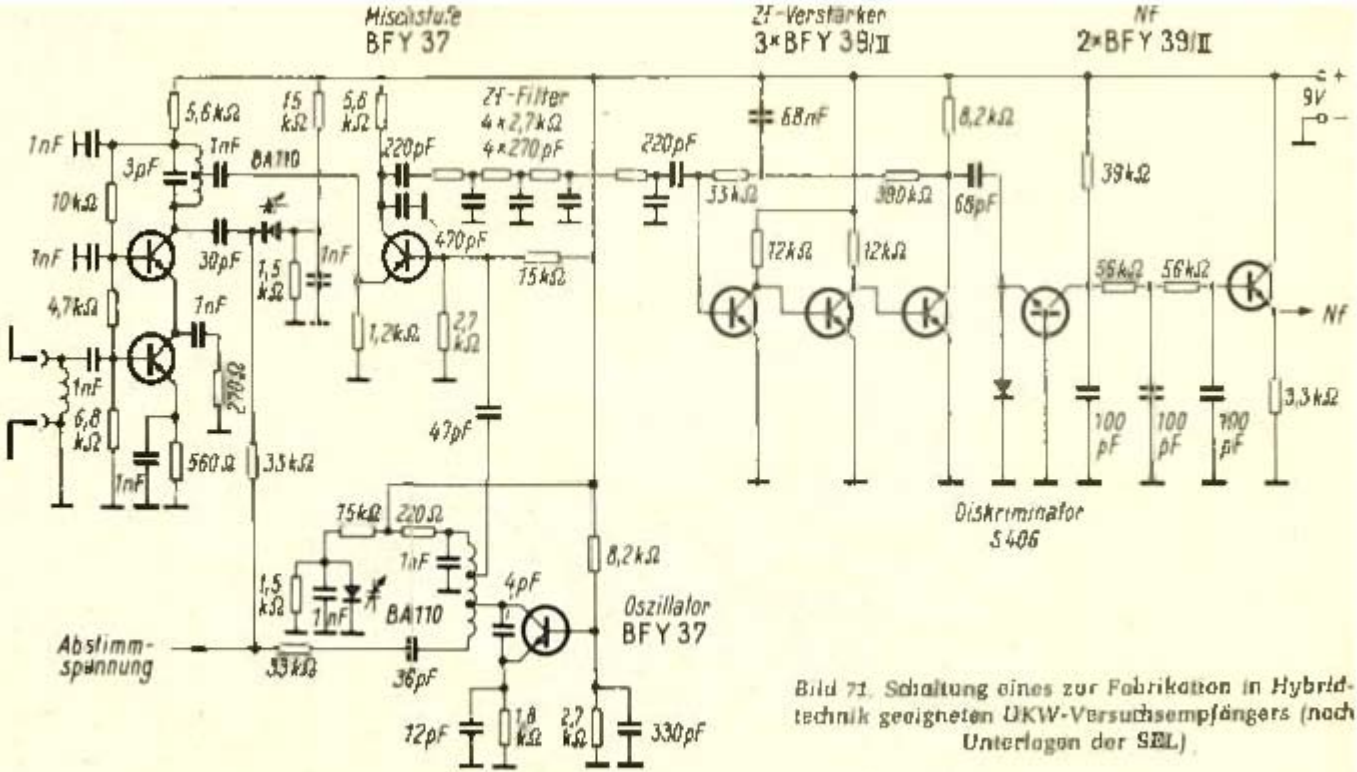


Bild 71. Schaltung eines zur Fabrikation in Hybridtechnik geeigneten UKW-Versuchsempfängers (nach Unterlagen der SEL)

3. ein regelbarer AM/FM-Zf-Verstärker [± 250 kHz/23 dB; 6,5 kHz/31 dB];

4. eine 2. FM-Zf-Stufe mit AM-Demodulator und

5. die Ratio-Treiberstufe mit Ratiodetektor mit Diodenbegrenzer (AM-Unterdrückung: 50 dB).

Weitere Moduln wurden für Stereodecoder und andere Baugruppen entwickelt. Obgleich diese Moduln noch konventionelle Bauelemente enthalten und daher bei Reparaturen leicht zugänglich sind, beginnt mit ihnen eine Serviceart, die sich auf einfaches Auswechseln (Umstecken) defekter Baugruppen beschränkt.

Der schaltungstechnische Weg zu den Integrierten Schaltungen führt über eine neuartige Schaltungskonzeption, bei der es vor allem darum geht, mit möglichst wenigen Spulen – und dann noch mit möglichst kleinen Induktivitäten – auszukommen. Wie bereits erwähnt, sind Spulen die einzigen Bauelemente, die sich nicht beliebig verkleinern lassen und daher nur schwer in Schaltungen zu realisieren sind, die in Diffusions- und Ätztechniken hergestellt werden sollen. Einen UKW-Empfänger, dessen Muster zwar noch in gedruckter Schaltung aufgebaut war, der aber bereits in neuartiger Schaltungstechnik mit spulenlosem Zf-Verstärker arbeitete, stellte die *SEL (Standard Elektrik Lorenz AG)* 1966 der Öffentlichkeit vor. Er könnte bereits mit Automaten in Hybridtechnik fabriziert werden, d. h. mit Transistoren und Dioden als Halbleiterschaltkreisen und UKW-Spulen, Widerständen, Kondensatoren und Leitungen als Filmschaltkreisen. Seine funktionsfähige, wenn auch nicht endgültige Schaltung ist in **Bild 71** wiedergegeben.

Abgesehen vom Antenneneingang enthält die ganze Schaltung nur zwei (gedruckte) UKW-Spulen für den Zwischenkreis und im Oszillator. Die Oszillatorspule ist von einer Kurzschlußwindung umgeben, die bei ebenen Spulen die Wirkung einer Abschirmung hat. Beide Kreise werden elektrisch über Kapazitätsdioden abgestimmt. Der Tuner beginnt mit einer Cascodenstufe, weil anders die Oszillatorspannung zum Antenneneingang hin nicht ausreichend gedämpft würde – der Zwischenkreis liegt nämlich wegen der niedrigen Zwischenfrequenz in Resonanznähe des Oszillatorkreises. Denn die Zwischenfrequenz beträgt hier nur

120 kHz, schwankt also bei ± 75 kHz Frequenzhub zwischen 45 und 195 kHz oder im Verhältnis 1 : 4. Das ermöglicht eine Demodulation ohne Schwingkreis nach dem Integrationsprinzip, bei dem der mittlere Strom durch einen Kondensator (68 pF) dem jeweiligen Augenblickswert der rechteckförmigen (begrenzten) Zf-Spannung proportional ist. Auch der gesamte Zf-Verstärker zwischen Mischstufe und Demodulator sowie der Zf-sperrende Tiefpaß im Nf-Eingang kommen ohne LC-Kreise, also ohne Spulen, aus und arbeiten durchweg mit RC-Gliedern. Die aus technologischen Gründen wünschenswerte galvanische Kopplung des dreistufigen Zf-Verstärkers hat den zusätzlichen Vorteil, eine sehr wirksame Amplitudenbegrenzung ohne störende Zeitkonstanten bereitzustellen. Eine gute Begrenzung ist hier von besonderem Vorteil, weil sie beim Spiegelwellenempfang das schwächere Signal unterdrückt und auch die bei zwei gleichzeitig einfallenden Signalen auftretende Differenzfrequenz nicht hörbar werden läßt.

Auf weitere Einzelheiten dieser Versuchsschaltung brauchen wir in diesem Zusammenhang nicht einzugehen. Sie sollte lediglich den ersten Schritt in eine neue Schaltungstechnik aufzeigen. Zur Serienreife fehlt ihr beispielsweise noch eine Baugruppe zur Verhinderung des Doppelempfangs jeden Senders, jeweils bei 120 kHz ober- und unterhalb der Empfangsfrequenz liegender Oszillatorfrequenz. Hier tut sich für den Amateur ein weites Arbeitsfeld auf, besonders wenn er aus Kostengründen nicht mit Silizium-npn-Transistoren beginnen will. Auch wer schon reiche Erfahrungen mit Transistor-Superhets gesammelt hat, sollte sich jedoch zunächst auf den Zf-Teil beschränken, also mit einem normal aufgebauten funktionstüchtigen UKW-Tuner im Eingang arbeiten.

Für den AM-Empfang wird man übrigens wiederum eine andere Schaltungstechnik anwenden müssen. Hier bietet sich die 1932 von R. *Urtel* (Telefunken) erfundene und inzwischen wieder vergessene Synchrodyne-Schaltung an, bei der man die Empfangsfrequenz hinter einem breitbandigen Hf-Verstärker den auf gleiche Frequenz abgestimmten Oszillator synchronisieren läßt. Man braucht daher keinen Zf-Verstärker und erhält unmittelbar hinter der Mischstufe die Niederfrequenz.

4 Beispiele von Zusatzgeräten für Monoempfang

Die in diesem und den folgenden Abschnitten gebrachten Schaltungsbeispiele mögen die grundlegenden Betrachtungen der vorangegangenen Kapitel untermauern. Wir beginnen daher zunächst mit einfachen Zusatzgeräten (ohne Nf-Teil), die von der Industrie nicht mehr in dieser einfachen Form gebaut werden, dem selbstbauenden Amateur aber noch manche Anregung vermitteln können.

4.1 Geradeausempfänger

Der einfachste Geradeausempfänger, zugleich der billigste für Empfang in nächster Nachbarschaft eines Senders, ist seit jeher der *Detektorempfänger*. Wenn man gewissermaßen Tür an Tür mit dem Sender wohnt, technisch ausgedrückt: wenn man Feldstärken von 100 mV/m erwarten kann, ist auch auf Ultrakurzwellen durchaus ein Detektorempfang mit Kopfhörer oder, beim Anschluß an den Nf-Teil eines vorhandenen Normal-Empfängers, im Lautsprecher möglich. Nur, daß es hier nicht mit einem Zigarrenkistenaufbau und Klingeldraht geht. Im Gegenteil: gerade hier müssen alle an anderer Stelle besprochenen hochfrequenztechnischen Gesichtspunkte berücksichtigt und alle Verluste möglichst weitgehend eingeschränkt werden.

Bild 72 zeigt eine zum Anschluß an einen Faltdipol geeignete Schaltung. Mit dem Trimmer C, der im Interesse geringster Span-

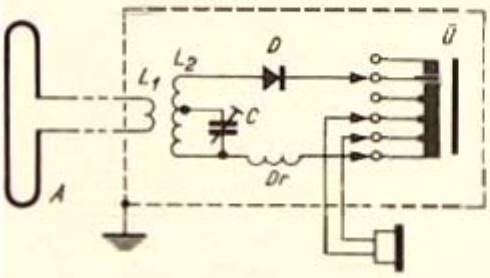


Bild 72. UKW-Detektorempfänger für Empfang in Sendernähe. L_1, L_2 nach Tabelle VIII. C = Trimmer (UKW-Drehkondensator), D = Germaniumdiode oder Siliziumdiode, Dr = UKW-Drossel nach Abschnitt 3.21, Ü = Sperrübertrager: 30 000 Wdgn. 0,05 CuL mit Anzapfungen bei der 15 000., 17 500., 20 000. und 25 000. Windung; 30...32 Bleche M 42/DIN E 41302 Dyn. Bl. IV/0,5 oder (besser!) M 69 rot

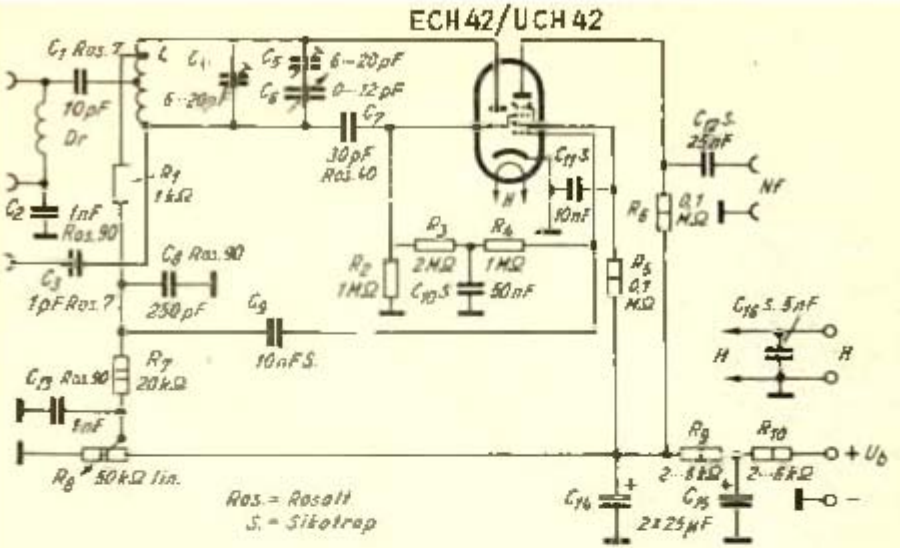


Bild 73. Einfaches Geradeaus-Zusatzgerät mit einstellbarer Entdämpfung. L= Spule nach Tabelle VIII, Anzapfung bei 1/2 und 2/3 der Windungszahl, Dr = UKW-Drossel nach Abschnitt 3,21

nungsverluste an eine Anzapfung (etwa 2/3) der Spule L_2 gelegt wird, stimmt man auf die „bessere" Flanke des Kreises ab. Die Drossel Dr verhindert eine hochfrequente Bedämpfung des Kreises durch den Ausgangsübertrager Ü. Dieser wiederum ist mit mehreren Anzapfungen versehen, um Kopfhörer bzw. Verstärkereingang durch Versuch optimal an den Kreiswiderstand und die Eigenschaften (günstigster Arbeitswiderstand) des Detektors anpassen zu können. Seine unvermeidliche Wicklungskapazität macht den sonst gebräuchlichen Parallel-Kondensator überflüssig.

Der Detektor muß natürlich sorgfältig gewählt werden; am besten eignet sich hier eine Germanium-Spitzendiode. Das Ganze wird vorteilhaft durch ein geschlossenes geerdetes Metallkästchen abgeschirmt. Der Aufbau der Teile erfolgt unter Beachtung der im Abschnitt 3.25 gegebenen Richtlinien auf ein kleines Metallchassis. Die Spulen werden dabei so angeordnet, daß man nach der Montage noch ihre Kopplung (ca. 1...3 cm Abstand) verändern kann und daß sie nicht durch den Nf-Übertrager oder das Gehäuse bedämpft werden können (Mindestabstand von allen

Metallteilen: ringsherum 3 cm). Die Schaltung braucht normalerweise nicht geerdet zu werden; macht sich jedoch Handempfindlichkeit bemerkbar, so erdet man die Verbindung Drossel-Übertrager oder einen der Kopfhöreranschlüsse.

Eine einfache *Röhrenschaltung*, die ebenfalls mit *Flanken-Demodulation* arbeitet, zeigt **Bild 73**. Diese Schaltung hat *Philips* für die ECH 42 bzw. UCH 42 zur Verwendung in einfachen Selbstbaugeräten angegeben. Der Antenneneingang ist so geschaltet, daß alle Dipolarten und Behelfsantennen (bei geringer Sender-entfernung) verwendet werden können. Der Kondensator C_2 wurde vom Verfasser für den Fall eingefügt, daß der Zusatz an einer nicht erdfreien Behelfsantenne betrieben wird und der nachgeschaltete Empfänger ein Allstromgerät ist. Der einzige Schwingungskreis, der mit dem Triodensystem der Röhre als Ultraaudion arbeitet, sieht außer dem eigentlichen Abstimm-Drehkondensator (C_6) noch zwei weitere Trimmer (C_1 und C_5) vor, die meist wegfallen können, oft jedoch zur Erzielung des gewünschten Frequenzbereiches und des günstigsten L/C-Verhältnisses erwünscht sind. Das Anodenspannungspotentiometer R_8 ermöglicht die Entdämpfung des Kreises bis kurz vor den Schwingungseinsatz und damit – wie jede Rückkopplung – eine Empfindlichkeitserhöhung der Schaltung. Wie gesagt, findet die Demodulation auch hier an einer Flanke der Resonanzkurve des Kreises statt. Die so gewonnene Niederfrequenz wird nach hochfrequenter Siebung (R_1/C_8) über C_9 zur Verstärkung an das Hexodensystem der Röhre gebracht. Da es gerade bei dieser Schaltung sehr wünschenswert ist, die Katode direkt an Masse legen zu können, wird die notwendige Gittervorspannung für die Nf-Verstärkung an R_2 gewonnen. Hier entsteht nämlich ein Spannungsabfall als Folge des beim Ultraaudion-Betriebes auftretenden Gitterstromes. Diese Spannung wird durch $R_3/C_{10}/R_4$ beruhigt und gesiebt. Andererseits verhindert dieses Potential des Triodengitters den direkten Übertritt von Niederfrequenz auf das 3. Gitter des Hexodenteils, während die ihm überlagerten ultrahohen Frequenzen zwischen den beiden Schirmgittern des Hexodensystems kaum noch störend wirken können. Obgleich die Schaltung nicht strahlt, empfiehlt sich der Einbau in ein ge-

schlossenes Metallgehäuse, um die Handkapazität bei der Abstimmung auszuschalten.

4.2 Pendelrückkopplungs-Zusätze (Superregenerativempfang)

Wie bereits mehrfach erwähnt, stellen Pendelrückkopplungsempfänger keineswegs eine Ideallösung dar; auch übertrifft ihre Empfindlichkeit nur wenig die Empfindlichkeit sachgemäß dimensionierter und gebauter Geradeaus-Empfänger mit normaler Rückkopplung. Ihr einziger Vorteil ist die schaltungsbedingte automatische Amplitudenbegrenzung [18], die jedoch bis zu einem gewissen Grade auch jedem Ultraaudion eigentümlich ist. Trotzdem war diese Schaltungsart s. Z. bei der Industrie wie in Amateurkreisen so beliebt, daß wir anschließend zwei bewährte Beispiele bringen. Es sei aber nochmals darauf hingewiesen, daß gerade hier die allgemeinen Richtlinien des Abschnittes 3.25 sorgfältig

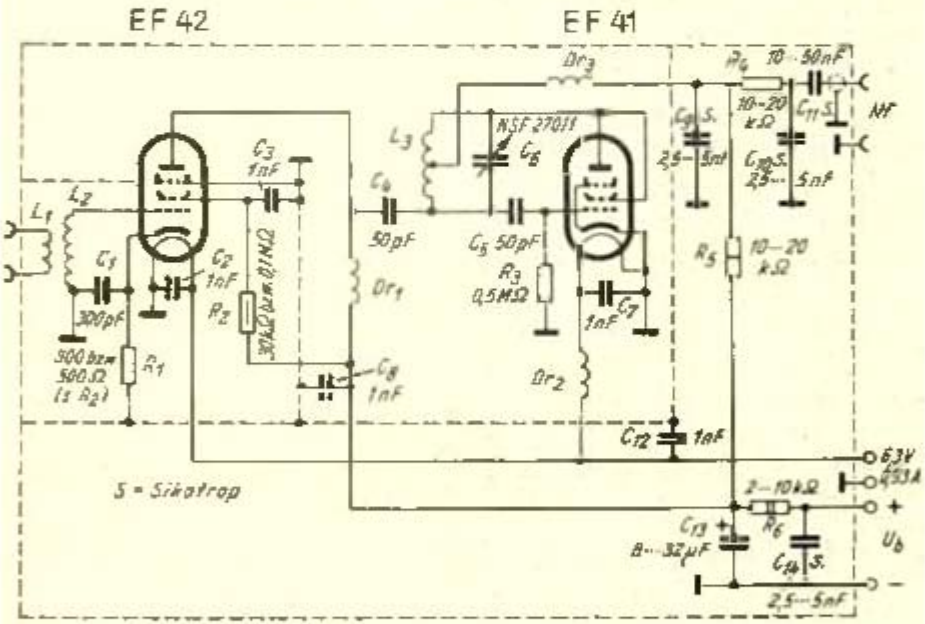


Bild 74. Zweiröhren-Pendelrückkopplungs-Zusatzgerät mit Rimlock- oder Pico-Röhren, $L_1 \ldots L_3$ = Spulen nach Tabelle VIII, L_2 in der Mitte angezapft, Dr_1 und Dr_2 = UKW-Drosseln nach Abschnitt 3.21, C_5 aus Rosalit 40, alle übrigen keramischen Kondensatoren aus Rosalit 90. Die Kondensatoren C_2, 3, 7, 8, 9, 12 können auch als Durchführungskondensatoren 100 pF (Rosalit 90) gewählt werden. R_3 richtet sich in seinem genauen Wert nach C_{10}: $R_3 \cdot C_{10} = 50$ µs

beachtet werden müssen, um eine saubere Trennung der verschiedenen Frequenzen zu gewährleisten.

Die erste Schaltung **(Bild 74)** weist die gleiche Stufenanordnung und Röhrenbestückung wie die bekannten Industrieausführungen auf, wurde jedoch in den Einzelteilwerten für den Selbstbau etwas abgeändert. Der naheliegende Gedanke, auch die EF 41 als Pentode zu schalten, bringt praktisch keinen Gewinn und verursacht nur zusätzliche Schwierigkeiten, besonders in bezug auf den Arbeitspunkt der Schaltung. Die Vorstufe dient nicht nur der Empfindlichkeitserhöhung und somit der Vergrößerung des Signal/Rausch-Verhältnisses, sondern ist auch zum Abfangen der Eigenstrahlung des Pendlers unerläßlich („Trennröhre"). Die Pendelfrequenz wird durch C_5/R_9 bestimmt. Der erfahrene Amateur wird in dieser wie in der folgenden Schaltung auch andere, gerade vorhandene oder modernere Röhrentypen einsetzen und die dafür erforderlichen Schaltungsänderungen ohne Anleitung vornehmen können.

Empfehlenswerter ist die *zweite Schaltung* **(Bild 75)**, die der im NWDR-Wettbewerb mit dem 1. Preis ausgezeichneten Schaltung von Hevel [40] sehr ähnelt. Wie diese benutzt sie einen besonderen Pendelschwingungserzeuger (Triodenteil der ECH 11). Das hat den Vorteil, daß man die Pendelschwingung abschalten kann, um bei ausreichender Senderfeldstärke mit normaler Geradeausschaltung arbeiten zu können. Wie bei der an Hand von Bild 73 besprochenen Schaltung ist deshalb der Rückkopplungseinsatz der Ultraaudionschaltung über R_{12} regelbar. In jedem Fall ist die Beibehaltung der Vorstufe beim Nachbau richtig und eine sorgfältige Abschirmung wünschenswert. Die Pendelfrequenz läßt sich durch C_{13} auf den gewünschten Wert bringen.

Pendler- und andere Geradeausschaltungen lassen sich auch mit Transistoren aufbauen, vgl. [61].

4.3 Superhets

Die Vorzüge der UKW-FM-Technik lassen sich allein mit Überlagerungsschaltungen voll ausschöpfen. Gegenüber den Geradeausempfängern gibt es für Superhets ungleich mehr Schaltungs-

(Fortsetzung S. 152)

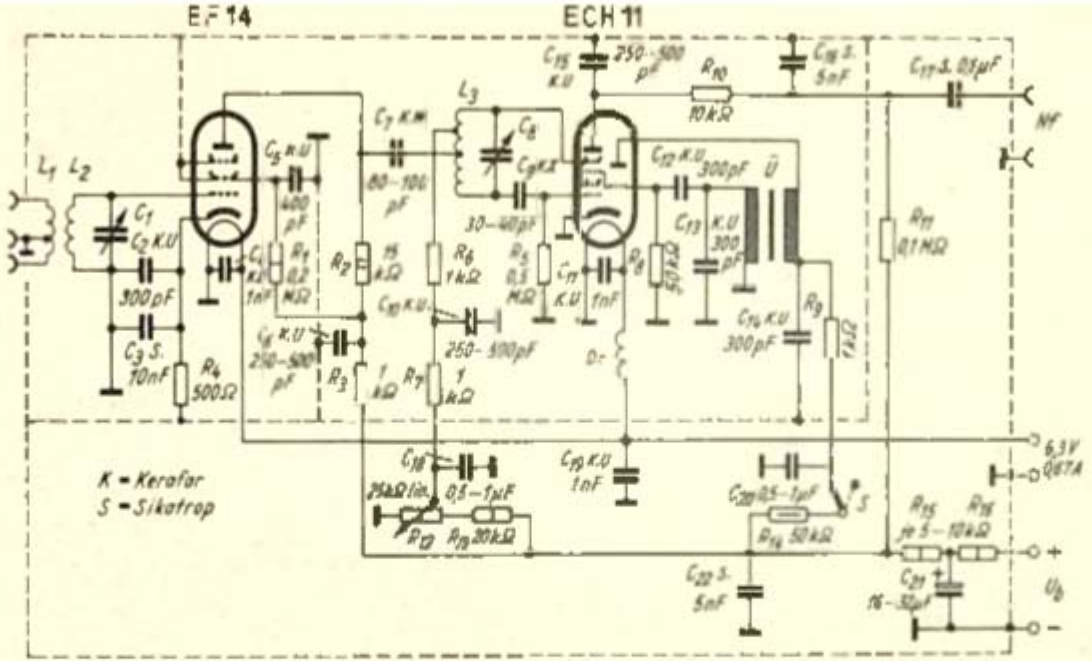


Bild 75. Zweikreis-Zusatzgerät mit abschaltbarer Pendelstufe. L_1...L_3 nach Tab. VIII, L_3 in der Mitte und bei 2/3 (Versuch!) angezapft. Dr = UKW-Drossel nach Abschnitt 3.21. Ü = Übertrager 300 : 50 Vdgn., 0,35 CuL auf M 30/20, 100 Bleche, 0,1 My-Metall. C_1/C_8 = UKW-Drehkondensator. Bei Luftspulen sind parallel zu L_2 und L_3 Dralowid-Trimmer 16 B/14–40 Kerafar U zu legen.

C_4, 5, 16, 18, 19, 20 können auch als Durchführungskondensatoren ausgeführt sein

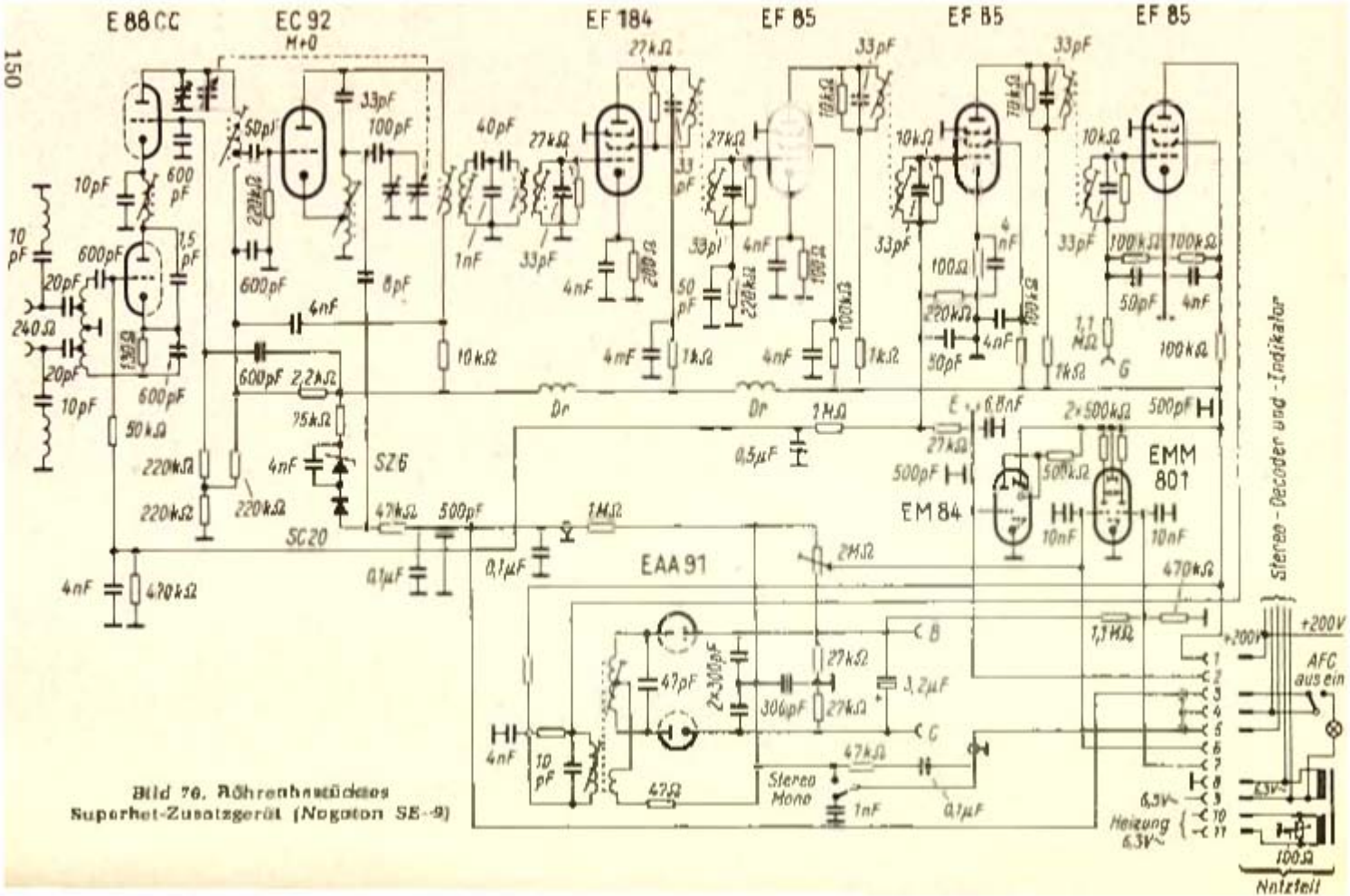


Bild 76. Röhrenbestückung
Superhet-Zusatzgerät (Nogoton SE-9)

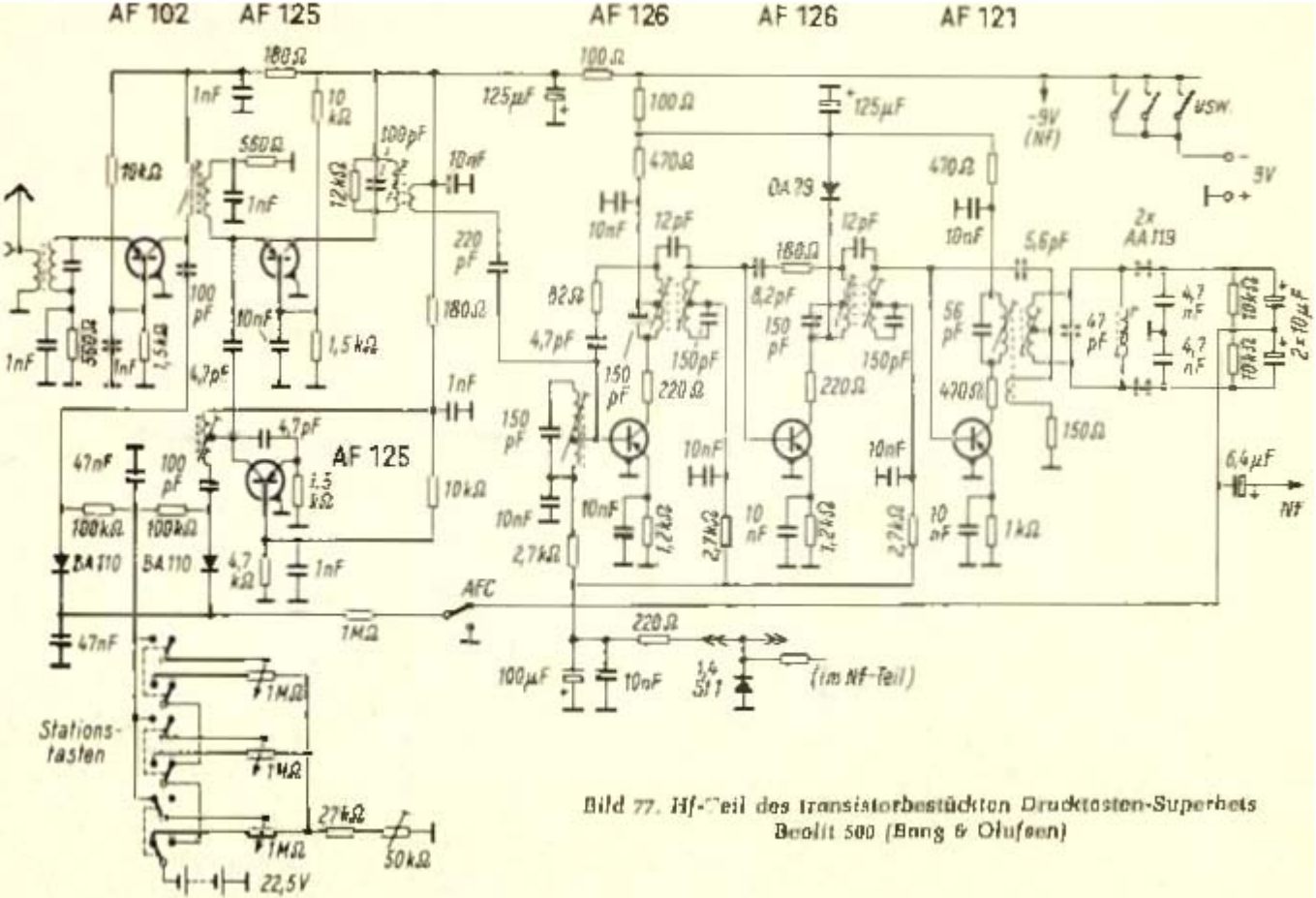


Bild 77. Hf-Teil des transistorbestückten Drucktasten-Superhets Beolit 500 (Bang & Olufsen)

varianten, aus denen wir hier nur zwei Beispiele aufführen wollen.

Bild 76 zeigt die etwas vereinfachte Schaltung eines röhrenbestückten Einbausuperhets der Spitzenklasse (*Nogoton*), der sich u. a. durch einen vierstufigen Zf-Verstärker (davon drei begrenzende Stufen), Zweifach-Abstimmanzeige und Erweiterungsmöglichkeit für Stereoempfang auszeichnet. Auf die Cascodenstufe im Eingang folgt eine selbstschwingende additive Mischstufe, deren Oszillatorkreis durch eine abschaltbare automatische Scharfabstimmung auf ± 150 kHz nachstimmbar ist. Industriell gefertigt hat diese Schaltung eine Empfindlichkeit von 0,5 µV bei 26 dB Signal/Rausch-Abstand und 40 kHz Hub; ihre Bandbreite beträgt 270 kHz, die Nachbarkanalselektion 54 dB.

Eine ganz andersartige Schaltung [63], die wir hier auszugsweise in **Bild 77** wiedergeben, gehört zu dem skalenlosen, nur mit fünf Stationstasten ausgestatteten UKW-Empfänger Beolit 500 der dänischen Firma *Bang & Olufsen*. Der UKW-Tuner hat eine getrennte Oszillatorstufe, die zusammen mit dem Kollektorkreis der Vorstufe über Kapazitätsdioden abgestimmt wird, und zwar bei einer Spannungsänderung zwischen 22 und 1,5 Volt über den Frequenzbereich 87,5 bis 108 MHz. Dabei setzt sich die wirksame Steuerspannung aus dem Anteil des jeweils eingeschalteten Stationspotentiometers und der Nachstimmspannung der automatischen Scharfabstimmung zusammen. Die automatische Scharfabstimmung ist abschaltbar; die hierfür vorgesehene Drucktaste dient zusammen mit weiteren Kontakten gleichzeitig als Sprechtaste, wenn man das Gerät bei angeschlossenem zweiten Lautsprecher als Wechselsprechanlage benutzen will. Dieser Schaltungsteil ist in Bild 77 weggelassen, weil er ohne Einfluß auf den Empfangsteil ist. Auf die Mischstufe folgt ein etwa 210 kHz breiter dreistufiger Zf-Verstärker mit Begrenzerdiode, die bei 50 µV Antennenspannung (an 70 Ω) einsetzt. Der 5,6-pF-Koppelkondensator der Ratiostufe neutralisiert gleichzeitig ihren Transistor (AF 121).

5 Hi-Fi-Steuergeräte

Aus den UKW-Zusatzgeräten, die man früher an vorhandene Empfänger anschloß, sind Allbereich-AM/FM-Superhets geworden, die als in sich geschlossene Bausteine mit oder ohne eigenen Nf-Teil (ohne Lautsprecher) die Rundfunkversorgung hochwertiger Musikanlagen übernehmen. Dem Aufwand entsprechend, den man niederfrequenzseitig bei solchen Anlagen treibt, müssen auch diese Hi-Fi-Rundfunk-Tuner oder -Steuergeräte höchstens Ansprüchen genügen. Das spiegelt sich in den Schaltungen solcher Geräte wieder, von denen wir uns je ein Beispiel mit Röhren- und Transistorbestückung ansehen wollen.

Das röhrenbestückte Beispiel entnehmen wir der Schaltung des Stereo-Steuergerätes „Präludium 23 F" von Graetz. Wie **Bild 78** erkennen läßt, kann man bereits mit fast konventioneller HI-Schaltungstechnik und ausgefeilter Dimensionierung der Nf-Verstärker für gehobene Qualitätsansprüche auskommen. Der UKW-Tuner ist zweistufig mit selbstschwingender additiver Mischstufe ausgelegt. Der ebenfalls zweistufige Zf-Verstärker hat als Besonderheit Kombinationsfilter mit einstellbarer Kopplung. Im AM-Teil werden beim Abschalten der Ferrit-Antenne eigene Vorkreise für Mittel- und Langwellen eingeschaltet. Da es uns in diesem Buch nur um die FM-Technik geht, sind in Bild 78 der linke Stereo-Kanalverstärker und die AM-Umschaltungen nur angedeutet.

Einen wesentlich größeren Aufwand hat Grundig in dem ohne Endstufen mit 27 Transistoren bestückten Hi-Fi-Stereo-Rundfunk-Tuner RT 40 getrieben. Dieses Gerät hat im FM-Bereich (87 bis 108 MHz) 18 Kreise, davon 11 im Zf-Teil, eine Empfindlichkeit von 1,4 µV bei 15 kHz Hub und 26 dB Rauschabstand, eine Rauschzahl von 2...2,6 kTo und einen Niederfrequenzbereich von 30–15 000 Hz ± 1 dB. Seine Ausgangsspannung beträgt 1 V bei 40 kHz Gesamthub (AM: 0,8 V für 30 % Modulation), der Klirrfaktor unter 0,5 % bei 75 kHz Hub. Auch hier können wir aus Raumgründen nur den uns unmittelbar interessierenden Teil der

Gesamtschaltung (vgl. Bild 53) wiedergeben. In **Bild 79** fällt auf, daß der UKW-Tuner vier Transistoren – zwei Vorstufen, Oszillator- und Mischstufe – besitzt, von denen der Mischtransistor in Emitterschaltung betrieben wird, während die drei anderen in Basisschaltung arbeiten. Im Kollektorkreis der ersten Stufe liegt eine bis knapp 1 V gesperrte Begrenzerdiode in Serie mit einem Widerstand (5,6 kΩ), der den phasenmodulierenden Einfluß der dynamischen Diodenkapazität eliminiert. Die Oszillatorstufe hat eine Kapazitätsdiode zur automatischen Scharfabstimmung, die im Abstimmungsfall eine durch die Z-Diode Z 4 stabilisierte Grundvorspannung von 4,3 V und bei Fehlabstimmung eine positive oder negative Steuerspannung von der Ratiostufe erhält, deren Höhe durch die Doppeldiode 9478 begrenzt wird. Dadurch unterscheiden sich Zieh- und Fangbereich (± 250 kHz) nur wenig voneinander. Der vom AM-Teil völlig unabhängige FM-Zf-Verstärker ist vierstufig, mit einem Dreifachfilter zwischen erster und zweiter Stufe. Am Sekundärkreis des Bandfilters hinter der dritten Zf-Stufe wird die Steuerspannung für die automatische Mono-Stereo-Umschaltung gewonnen. Außerdem haben die kollektorseitigen Bandfilter der drei ersten Zf-Stufen besondere Wicklungen zur Auskopplung der Neutralisationsspannungen für die Basen der zugehörigen Stufen. Das zur Abstimmanzeige vorgesehene Meßinstrument, das bei AM-Betrieb in einer Kollektorstrombrücke der ersten beiden AM-Zf-Stufen liegt, finden wir bei FM-Empfang im Emitterkreis eines Richtverstärkers, der vom Ausgang des (symmetrierbaren) Ratiodetektors angesteuert wird. Um die Demodulatoren wechselstrommäßig nicht zu belasten, liegt vor dem Decoder bzw. (bei AM) vor dem umschaltbaren Tiefpaß (gegen Überlagerungspfeifen) eine Impedanzwandlerstufe mit niederohmigem Nf-Ausgang und hochohmigem Eingang (120 kΩ). Der Decoder arbeitet nach dem Matrix-Verfahren. Die in ihm und in der AM-Tiefpaßschaltung auftretenden Pegelsenkungen werden hinter der automatischen Mono-/Stereo-Umschaltung durch zwei, für beide Kanäle gleichartig aufgebaute, zweistufige Nf-Vorverstärker ausgeglichen. Sie haben einstellbare Gegenkopplungen, die ihnen hohe Eingangs- und niedrige Ausgangswiderstände verleihen.

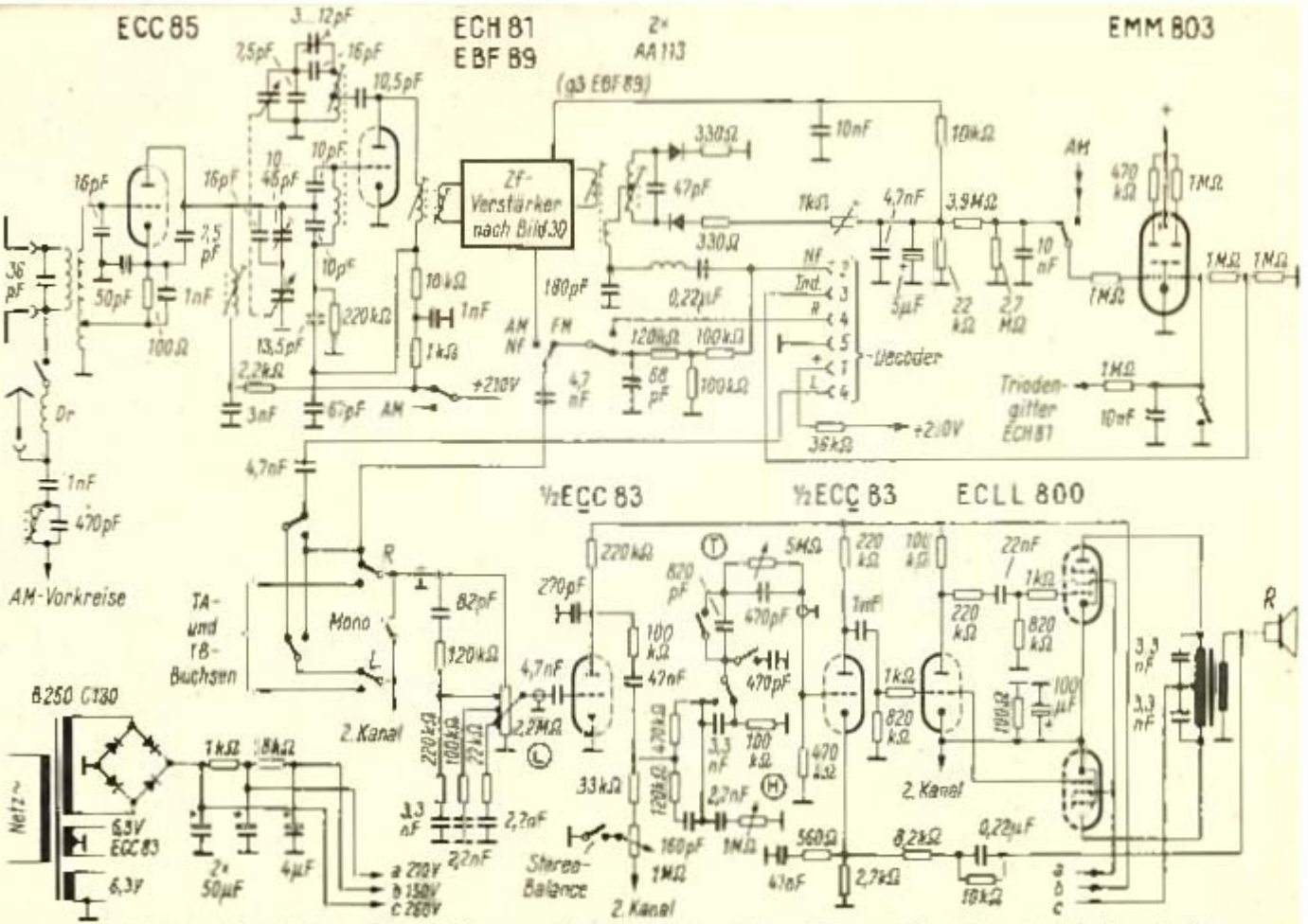


Bild 78. Vereinfachtes Schaltbild eines röhrenbestückten Stereo-Steuergerätes (Grootz-Präludium 23 F)

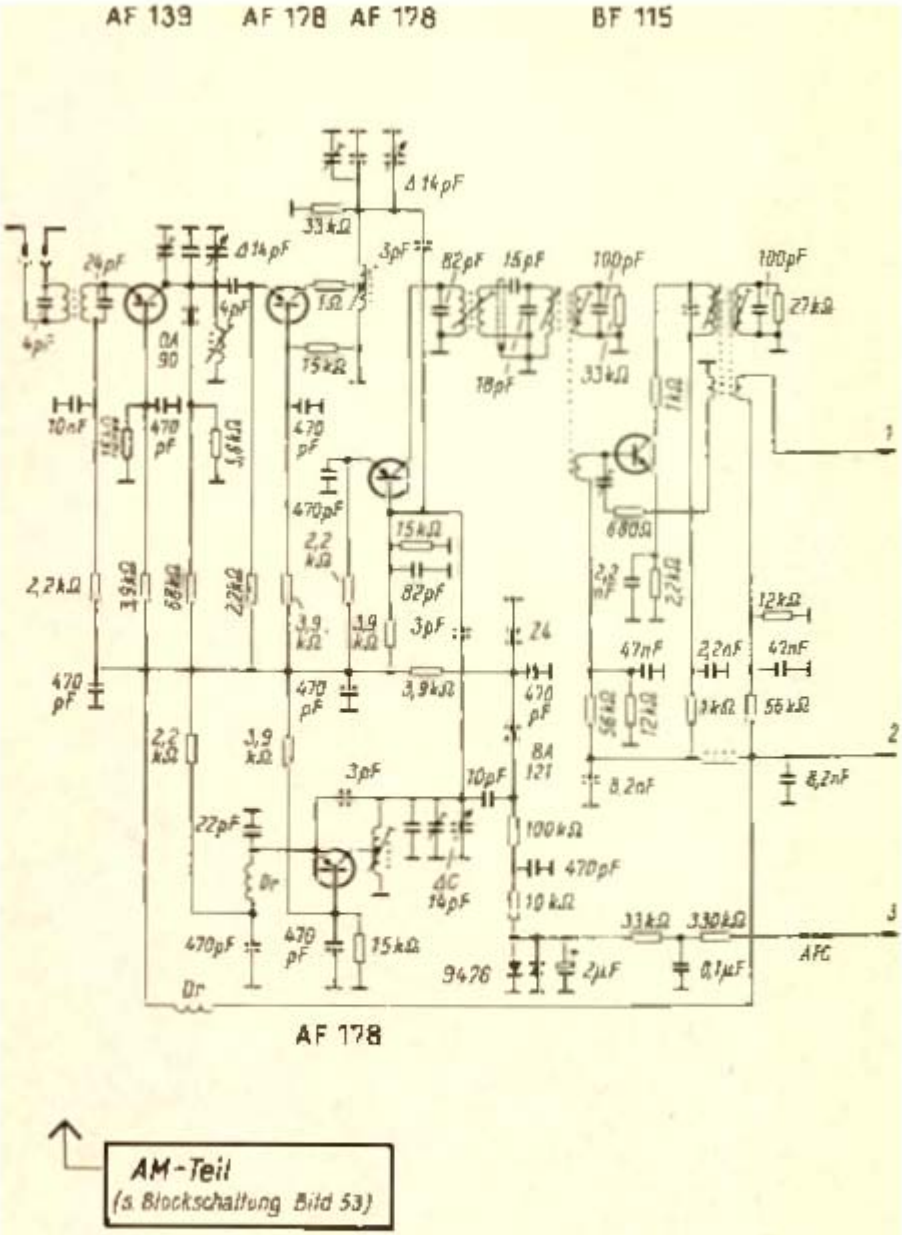
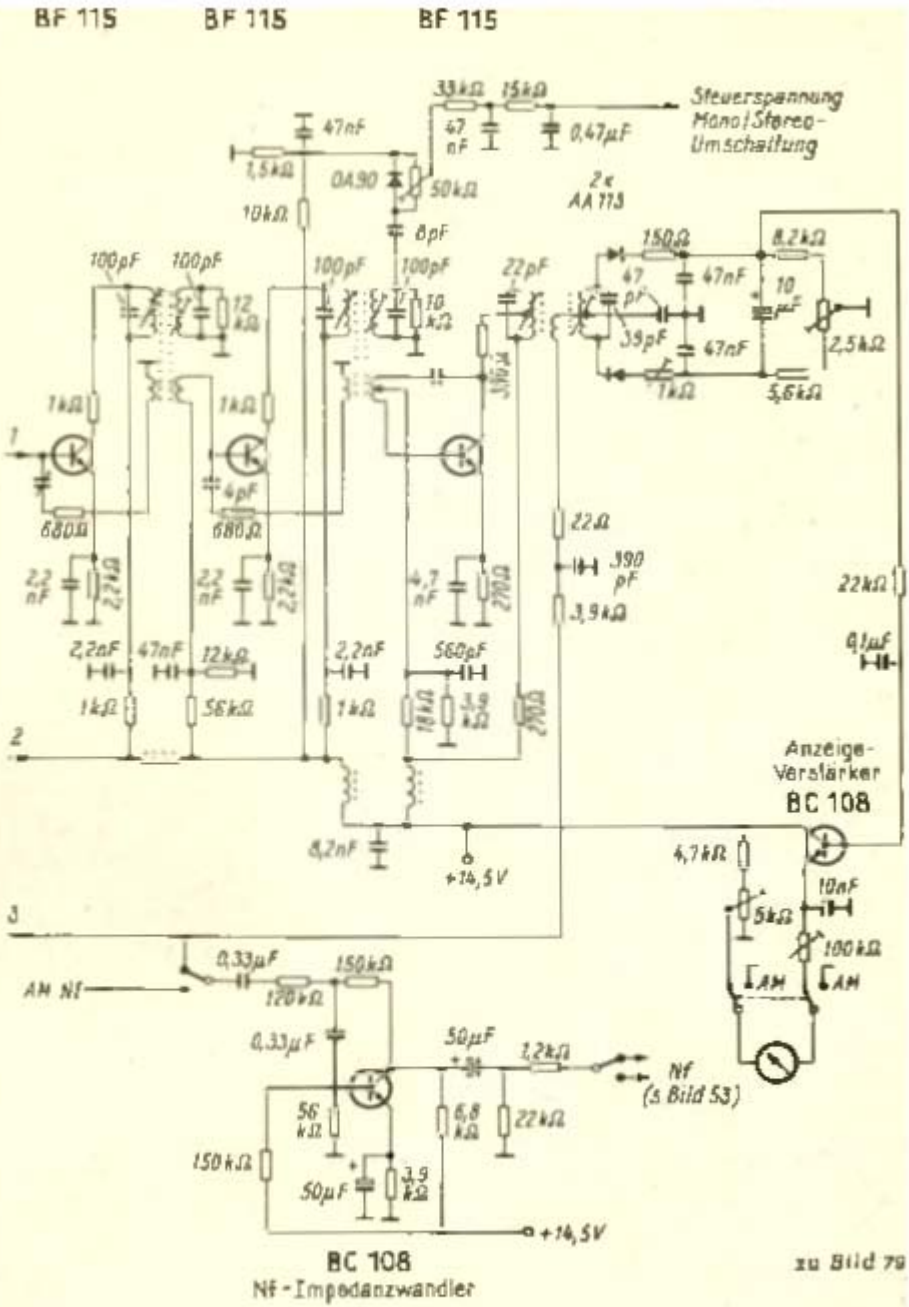


Bild 79. Schaltungsauszug des Hi-Fi-Stereo-Rundfunk-Tuners RT 40 (Grundig)


BF 115
BF 115
BF 115
33kΩ
15kΩ
Steuerspannung Mono/Stereo-Umschaltung
47nF
47 nF
0,47µF
1,5kΩ
OA90
50kΩ
2x AA 113
10kΩ
8pF
100pF
100pF
100pF
100pF
22pF
150Ω
8,2kΩ
47 pF
47nF
10 µF
39pF
47nF
2,5kΩ
1kΩ
5,6kΩ
12 kΩ
10 kΩ
1kΩ
1kΩ
1
4pF
680Ω
680Ω
22Ω
390 pF
3,9kΩ
22kΩ
0,1µF
2,2 nF
2,7kΩ
2,2 nF
2,7kΩ
4,7 nF
2,2nF
47nF
12kΩ
2,2nF
560pF
1kΩ
56kΩ
1kΩ
2
Anzeige-Verstärker
BC 108
8,2nF
+14,5V
4,7kΩ
10nF
5kΩ
100kΩ
3
0,33µF
150kΩ
AM NF
120kΩ
0,33µF
50µF
1,2kΩ
Nf
(s Bild 53)
56 kΩ
6,8 kΩ
22kΩ
150kΩ
50µF
3,9 kΩ
+14,5V
BC 108
Nf-Impedanzwandler
zu Bild 79

6 Beispiele für AM/FM-Mehrbereichempfänger

Das Gros der mittleren und niedrigen Empfängerpreisklassen wird von Taschen- und Reisegeräten gebildet, die heute ausschließlich mit Transistoren bestückt sind. Daneben gibt es AM/FM-Empfänger für Heimgebrauch, die meist netzgespeist sind und teils mit Transistoren, teils mit Röhren, teils auch gemischt, bestückt sind.

Die Schaltung eines mittleren Transistorradiogerätes, das mit Einbauhalterung auch im Auto betrieben werden kann, zeigt **Bild 80**. Das Gerät hat neben dem UKW-Bereich (mit etwa 3,5 µV Empfindlichkeit für 0,1 V Ratiospannung) zwei AM-Bereiche (M, L) und wird aus 9-V-Batterien betrieben. Seine Ausgangsleistung von normalerweise 1 W wird bei Autobetrieb durch eine in der Autohalterung eingebaute zusätzliche Endstufe (AD 148) auf 2 W erhöht. Der zweistufige UKW-Tuner wird mit Drehkondensator abgestimmt. Vor- und selbstschwingende Mischstufe arbeiten in Basisschaltung; die Vorstufe wird auch bei AM-Betrieb als Eingangsstufe (in Emitterschaltung) benutzt. Die 1. FM-Zf-Stufe dient den AM-Bereichen als selbstschwingende additive Mischstufe. Zf- und Nf-Teil bedürfen keiner weiteren Erläuterung.

Der Koffer-Reiseempfänger nach **Bild 81** hat zusätzlich einen Kurzwellenbereich und einen, für Auto- bzw. Batteriebetrieb abschaltbaren, eingebauten Netzteil. Seine Ausgangsleistung beträgt etwa 2 W; die zugehörige Autohalterung hat folglich keine zusätzliche Endstufe. Auch hier arbeiten beide Stufen des UKW-Tuners in Basisschaltung, jedoch wird dieser Tuner mit Spulenvariometer abgestimmt und durch eine abschaltbare automatische Scharfabstimmung ergänzt. Die Tunerstufen und der 1. FM-Zf-Transistor werden bei AM-Betrieb abgeschaltet, während die 2. FM-Zf-Stufe in den AM-Bereichen als selbstschwingende additive Mischstufe betrieben wird. Bis auf den Netzteil, der einen eigenen Transistor zur Spannungsstabilisierung enthält, zeigt die übrige Schaltung keine ungewöhnlichen Einzelheiten.

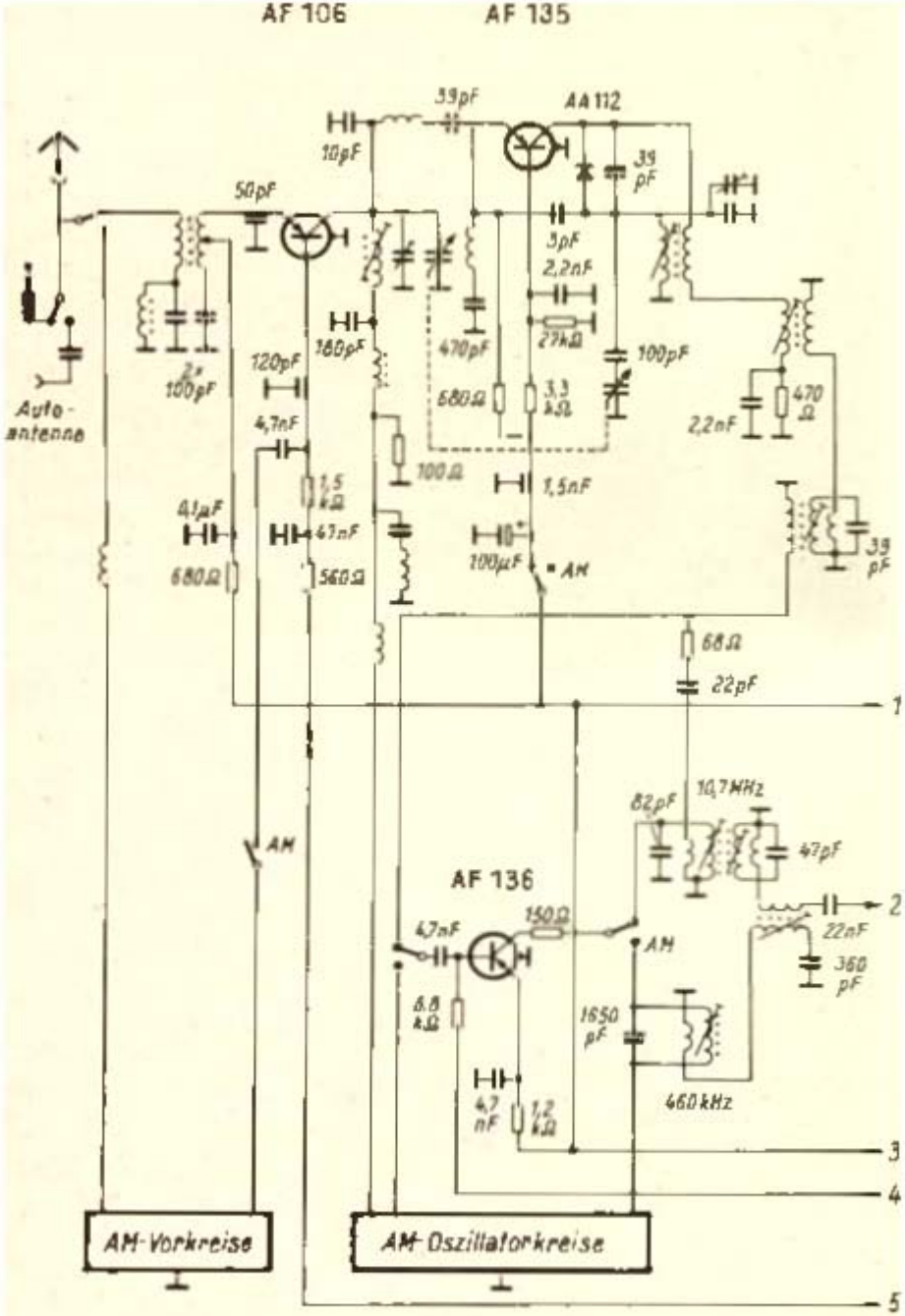
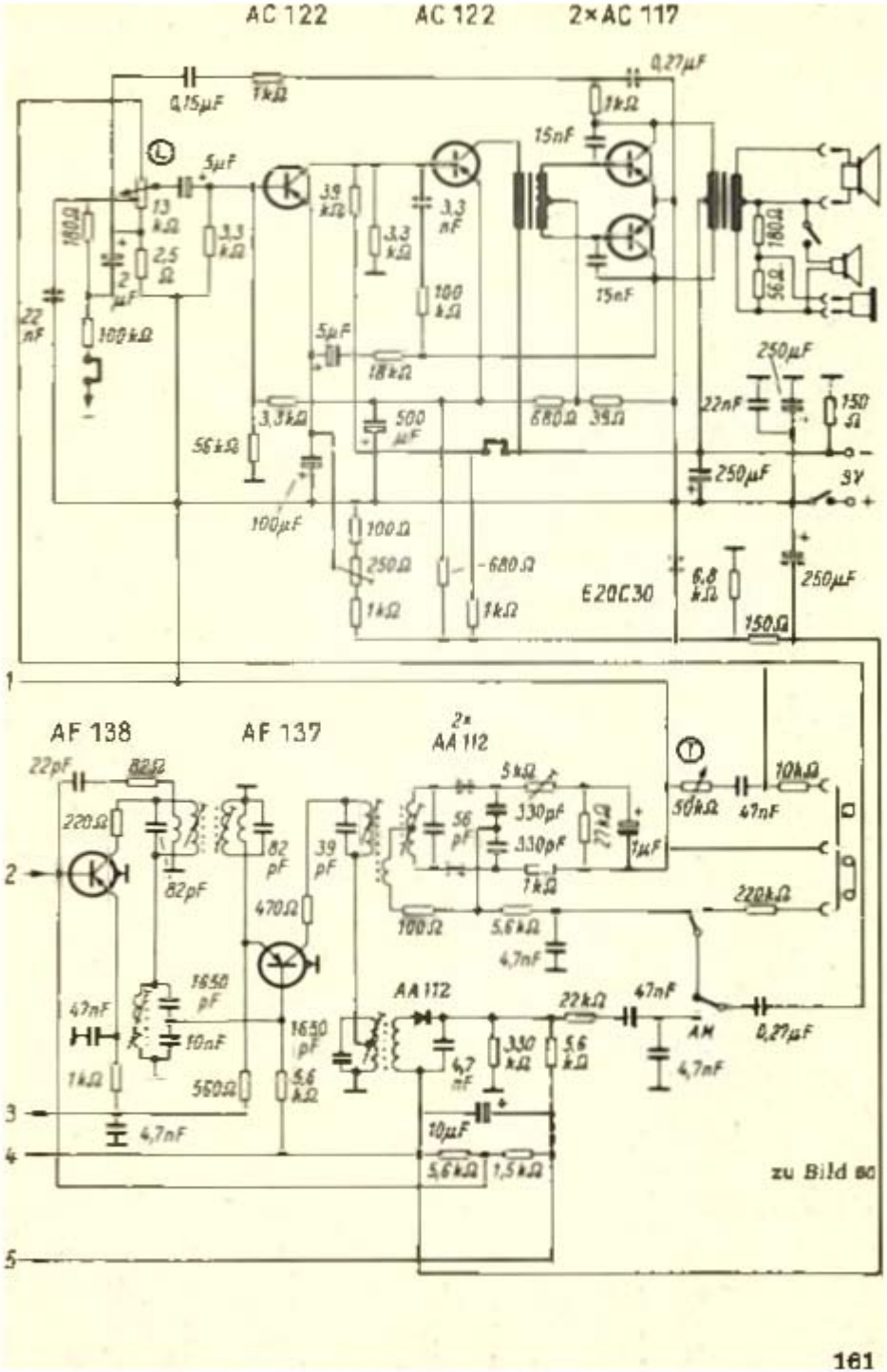


Bild 60. Schaltbild eines UML-Transistor-Koffersupers (Blaupunkt-Diva)


AC 122
AC 122
2×AC 117
AF 138
AF 137
2x AA 112
AA 112
E20C30
zu Bild 80

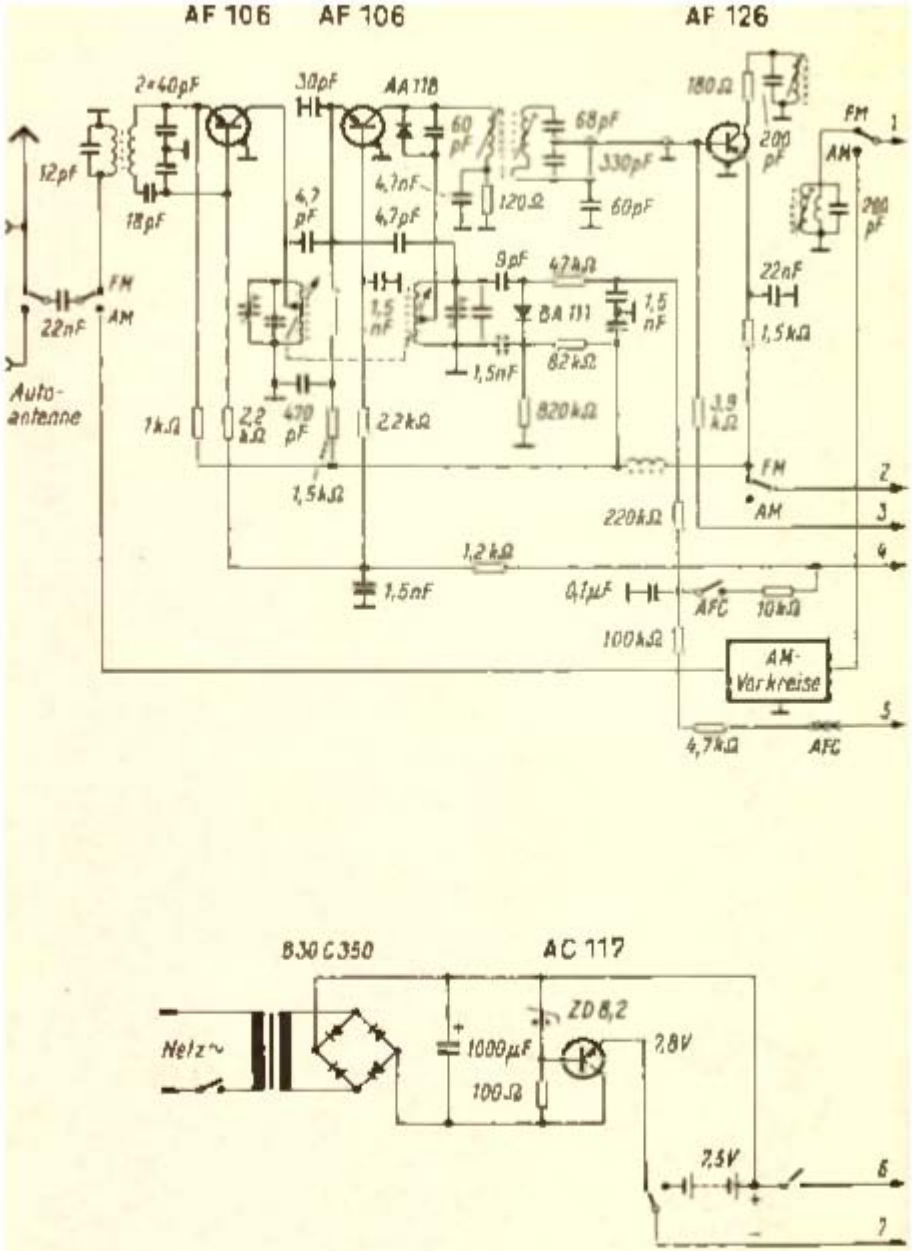
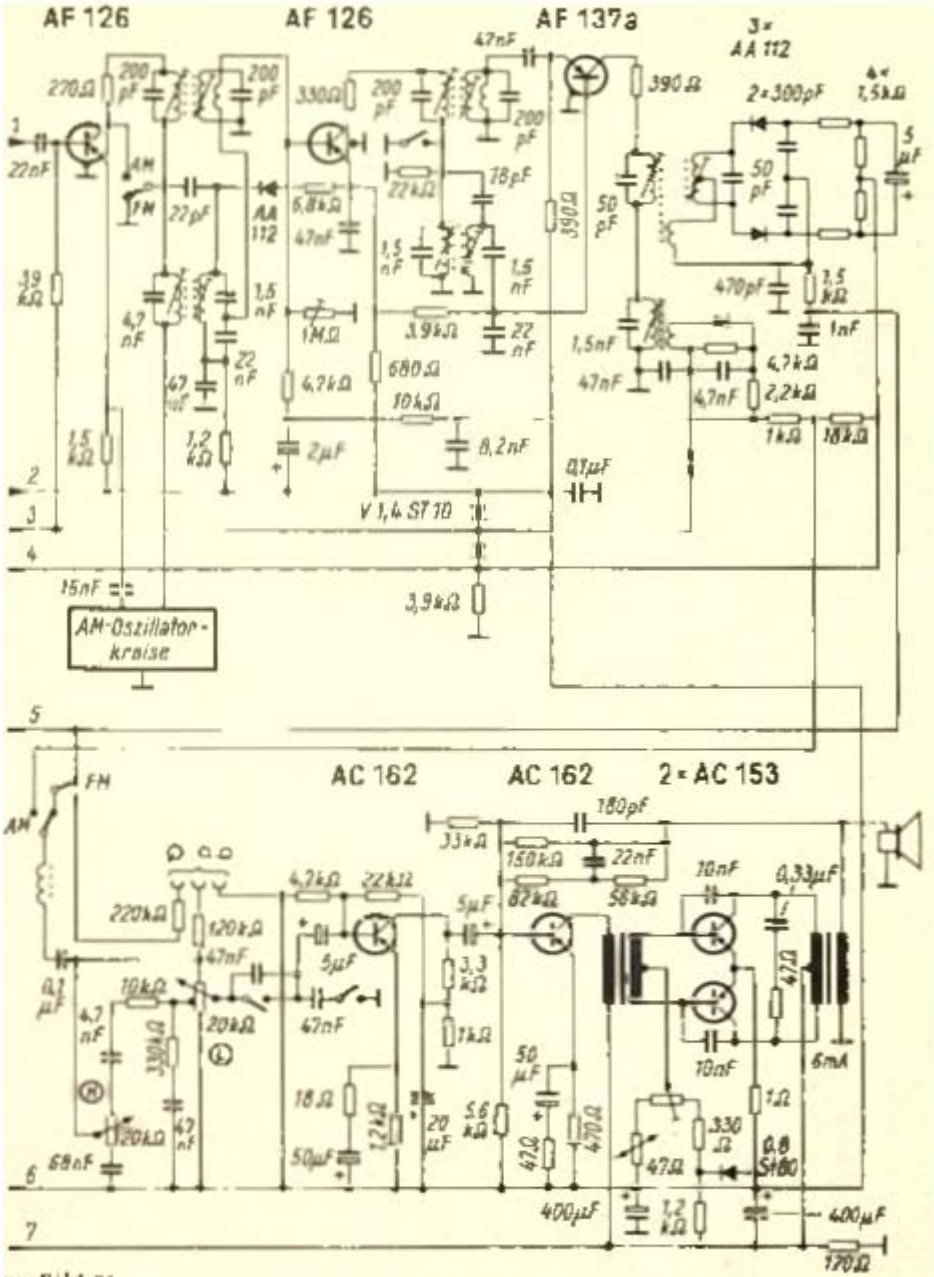


Bild 81. Koffer-Reiseempfänger mit eingebautem Netzteil (Nordmende-Transita-automatic)


AF 126
AF 126
AF 137a
3× AA 112
4× 1,5kΩ
2×300pF
AM
FM
AA 112
V 1,4 ST 10
AM-Oszillator-kreise
AC 162
AC 162
2×AC 153
FM
AM
6mA
0,8 St80

zu Bild 81

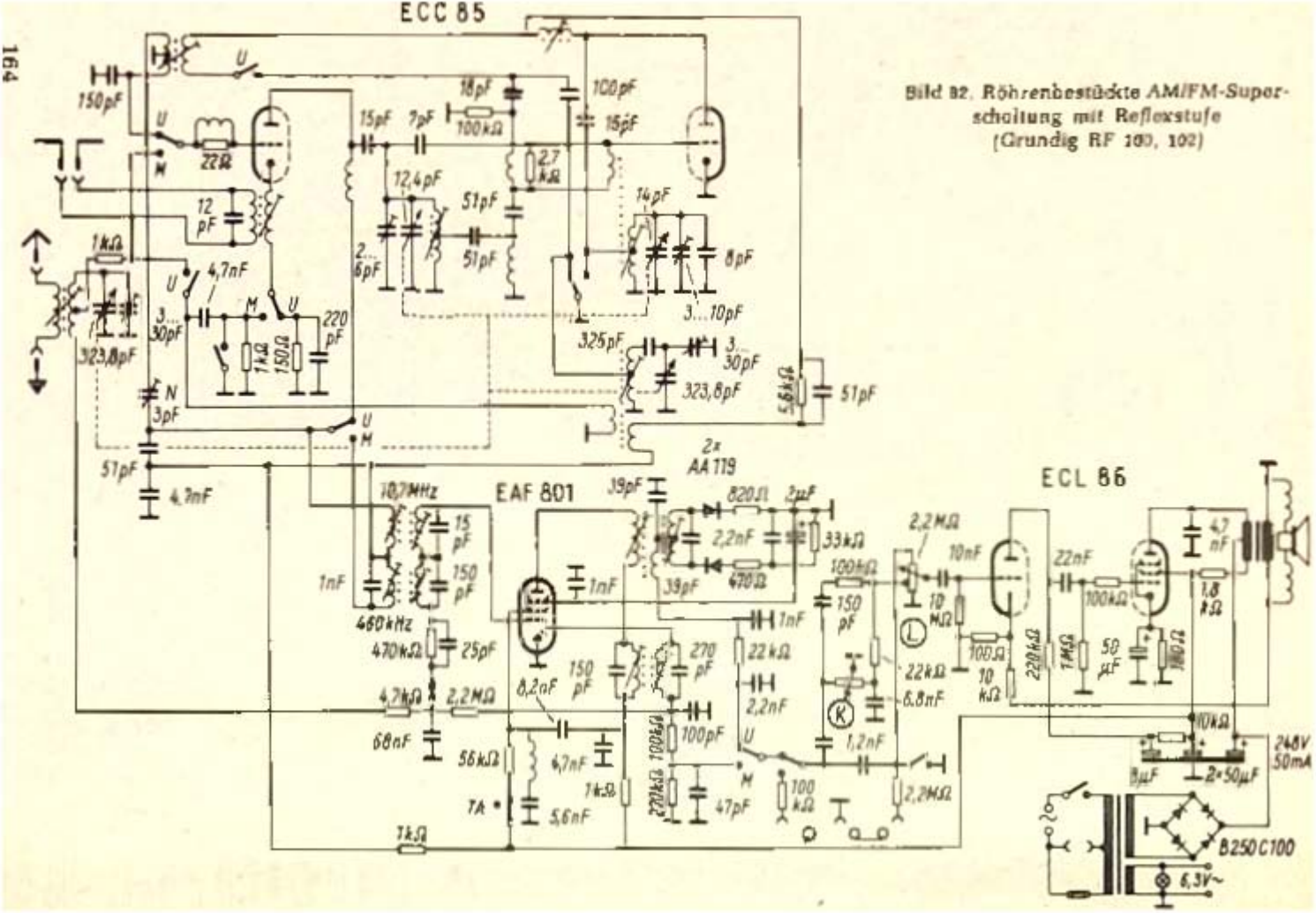


Bild 82. Röhrenbestückte AM/FM-Superschaltung mit Reflexstufe (Grundig RF 100, 102)

Zum Schluß sei mit **Bild 82** noch eine röhrenbestückte Superhetschaltung betrachtet, die sich durch gute Empfangsergebnisse trotz bescheidenen Röhrenaufwands auszeichnet. Sie ist nur für UKW- und Mittelwellenempfang ausgelegt und vertritt damit die preisgünstigen Empfängerklassen, bei denen optimale Daten bekanntlich schwerer zu erreichen sind als bei Geräten, die einen höheren technischen Aufwand zulassen. So ist diese Schaltung ein Musterbeispiel dafür, was ein erfahrener Entwickler mit einer einfachen Duotriode in Reflexschaltung anstellen kann. Das Schaltbild soll daher nicht beschrieben werden, sondern mag dem Leser als Test dafür dienen, wie weit er UKW-Schaltungen analysieren kann. Er braucht dazu nur Papier und Beistift, um die Teilschaltungen bei UKW- und Mittelwellenbetrieb herauszuzeichnen, und ein gelegentliches Vergleichen mit anderen Bildern und den zugehörigen Texten dieses Buches.

Literaturverzeichnis

[1] UHF Propagation Characteristics, Electronics, August 1949, 86. *Violet*, Ultrakurzwellen-Ausbreitung, Funk und Ton 1 (1947), H. 2–4; s. a. [26].

[2] • Handbuch der Funktechnik 3, 21. Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart (1936).

[3] • *Vilbig*, Lehrbuch der Hochfrequenztechnik Band I (1942).

[4] • Barkhausen, Elektronenröhren, 4. Band, 167 (1937).

[5] Roder, Grundzüge der Frequenzmodulation, Funk 1942, 288.

[6] radio mentor 1943, 24.

[7] Alta Frequenza, Juni 1942.

[8] • *Vilbig*, Lehrbuch der Hochfrequenztechnik Band II (1942).
• Pitsch, Lehrbuch der Funkempfangstechnik, Funktechnische Arbeitsblätter Mo 11 (Franzis-Verlag München).

[9] *Armstrong*, USA-Patent 1 941 069.

[10] *Kulp*, ENT 19 (1942), 72, 96, 126.

[11] *Freeland*, FM Receiver Design Problems, Electronics, Januar 1949, 104ff.

[12] *Vellat*, ENT 18 (1941), 61, und Telefunken-Mitteilungen 21/85, 72.

[13] wie [4], S. 165.

[14] • *Terman*, Radio Engineers' Handbook McGraw Hill Co. (1943).

[15] *Nemoll, Spencer*, Electronic Eng. 1949, 23, ref. in Frequenz 3 (1949), 151.

[16] Roosenstein, Über fadingarme Demodulation .... Hochfrequenztechnik und Elektroakustik 42, 85.

[17] *Rohde, Nitsche u. Pfefferl*, Ein frequenzmoduliorter 250-W-Sender, ETZ 70 (1949), 338.

[18] Macek, Der Demodulator in der Technik der Frequenzmodulation, Frequenz 2 (1948), 337;
Marko, Theorie und Praxis des Verhältnis-Detektors, Frequenz 6 (1952), 1;
Pfetscher und Wörner, Aufbau und Wirkungsweise des Ratiodetektors, Funkschau 28 (1956), H. 4, S. 142, und H. 15, S. 631.

[19] Reppisch, Das Verhalten von Kondensatoren bei Hochfrequenz, ART 1949, 264, und *Wigand*, Überbrückungs-Kondensatoren – Erdungspunkte, Funk 1940, 237.

[20] Opitz und *Klemt*, Über einige Bauelemente der Hochfrequenztechnik ... FTV 1940, 268, 280, 289;
Klemt, ATM Z 115–2.

[21] *Dillenburger*, Empfang mit Frequenzmodulation, ART 1949, 136, *Dillenburger*, Empfänger für UKW-FM-Rundfunk, Funkschau 22 (1950), H. 9 u. 10, S. 141 u. 163.

[22] *Wigand*, Aus der Technik der Frequenzmodulation, radio mentor 1942, 160.

[23] • *Wallot*, Theorie der Schwachstromtechnik, § 401.

[24] *Henkler* und *Otto*, Modulation, ATM V 3718.

[25] *Jonker* und *Overbeek*, Der φ-Detektor . . . , Phil. Techn. Rdsch. 11 (1949), 1.

[26] *Abild*, Überreichweiten bei ultrakurzen Wellen . . . und *Abild*, *Wensien*, *Arnold* und *Schikorski*, Über die Ausbreitung ultrakurzer Wellen jenseits des Horizonts . . . , Techn. Hausmitt. des NWDR 4 (1952), 4 und 85.

[27] • *Nowak*, Contz, Engbert, Die Röhre im UKW-Empfänger I bis III, Franzis-Verlag München.

[28] • *Nowak*, *Schilling*, Vom Dipol zum Lautsprecher (Hannover 1950).

[29] Funktechnische Arbeitsblätter Gl 21, Diskriminatorschaltungen, und Gl 22, Störspannungsunterdrückung, Franzis-Verlag, München.

[30] • *Raschkowitsch*, Phasenwinkelmodulation, Fachbuchverlag GmbH Leipzig.

[31] *Hungermann*, Mischung mit Röhren- und Kristall-Dioden bei UKW, Funktechnik 5 (1950), 68.
Strutt und *von der Ziel*, Die Diode als Mischröhre . . . , Philips Techn. Rdsch. 6 [1941], 289.

[32] Farad, Mai 1943.
A. Müller, Ein neues Mischröhrenprinzip, Funkschau 19 (1947), H. 2/3, S. 35.

[33] *Klank*, Der neue UKW-Transistor-Tuner . . . , Telefunken-Ztg. 38 (1965), 238.

[34] *Nowak*, Zwischenfrequenzverstärker für UKW-FM-Empfang, Funkschau 22 (1950), H. 5, S. 71.

[35] Funktechnische Arbeitsblätter Ag 31, Die Elektronenröhre . . .

[36] *Wigand* in radio mentor 1941, 430.

[37] –, Übersteuerungsfester UKW-Tuner, Siemens Techn. Mitt. 1–6300–075.

[38] *Dillenburger*, in ART 1949, 232 u. 297.

[39] *Limann*, der Schmetterlingskreis . . . , radio mentor 14 (1948), 346.

[40] *Hewel*, UKW-Vorsatz, radio mentor 16 (1950), 073.

[41] • *Bartels*, Grundlagen der Verstärkertechnik (Hirzel, Leipzig).
• *Barkhausen*, Elektronenröhren Band 1–4.
• *Feldtkeller*, Theorie der Rundfunksiebschaltungen (Hirzel, Leipzig), s. a. [14].

[42] s. [18], *Macek*.

[43] *Lissner*, FM-Demodulatoren, radio mentor *15* (1949), 280; *Möller*, FM-Demodulation, Funktechnik 4 [1949], 320.

[44] • *Kühne* und *Tetzner*, Kleines Stereo-Praktikum, RPB 97/98.

[45] *Gruhle*, Temperaturkompensation in der Amateurstation, CQ *21* [1950], 62; *Geschwinde*, Nomogr. Ermittlung der Temperaturkompensation von Schwingkreisen, Funk und Ton 4 [1950], 85.

[46] o. *Recklinghausen*, Die Eigenschaften eines UKW-Empfangsteils, Funkschau 37 [1965], H. 6 u. 8, S. 147 u. 197.

[47] Roske, Temperaturkompensation von Schwingkreisen, Funk und Ton 3 (1949), 328ff.

[48] Werner, . . . Kurzzeitige Übermodulation frequenzmodulierter Sender, Techn. Mitt. PTT 42 (1964), 413.

[49] *Huhn*, Temperaturunabhängige Schwingkreise, Auslese der Funktechnik 3 (1941/42), 66.

[50] • *Schiffel* und *Woletz*, Prüfsender für UKW-Empfänger, RPB 17.

[51] H. *Lennartz*, Über die Möglichkeiten einer Hochfrequenzverstärkung ultrakurzer Wellen, Funk 1937, 7.

[52] Funktechnische Arbeitsblätter Ind 11, Induktivitäten einfacher Leitergebilde.

[53] • *Nottebrock*, Kondensatoren, Schiele & Schön, Berlin 1949.

[54] Rückert, Die UKW-Eigenschaften HF-technischer Bauelemente, CQ 21 [1950], 158.

[55] • Band 15 und 17 der FIAT-Berichte, Verlag Chemie, Weinheim/Bergstraße.

[56] • Bartels, Grundlagen der Verstärkertechnik (Hirzel, Leipzig).

[57] • Feldtkeller, Einführung in die Vierpoltheorie, Einführung in die Siebschaltungstheorie und Einführung in die Theorie der Rundfunksiebschaltungen (sämtlich Hirzel, Leipzig).

[58] Funktechnische Arbeitsblätter Mo 21 u. 22, Die Rundfunk-Stereo-Übertragung.

[59] Funktechnische Arbeitsblätter As 01, Dimensionierung von Abschirmungen.

[60] Lissner, . . . Entwurf von UKW-FM-Empfängern . . . , radio mentor 15 (1949), 206.

[61] • *Mende*, Leitfaden der Transistortechnik, Franzis-Verlag München.

[62] Funktechnische Arbeitsblätter Rö 81 u. 82, Rauschen von Röhre und Schaltung, Röhreneingangswiderstand.

[63] —, UKW-Empfänger mit Diodenabstimmung, Funkschau 38 (1966), H. 11, S. 349.

[64] –, Die Philips-Enneode EQ 80, Funkschau 22 (1950), H. 8, S. 87; –, Die Enneode – ein neuer FM-Detektor, Funktechnik 5 (1950), 238, und [25].

[65] Tetzner, Die Synchro-Detektor-Schaltung, Radio-Magazin 1953, Nr. 9, S. 302.

[66] Rinderle und Altmann, Rauschsperre für FM-Empfänger, Funkschau 37 (1965), H. 13, S. 351.

[67] Wilhelm, Der Empfänger beim UKW-Stereophonie-Rundfunk, Telefunken Ztg. 38 (1965), 246.

Namen- und Sachverzeichnis

A

Abgleich 32, 100, 125
Abschirmung 32, 82, 118 ff.
Additive Mischung 44 ff., 86, 153
AEG-Telefunken s. *Telefunken*
Aktive Bauelemente 72
Akustische Rückkopplung 124
Amplitudenbegrenzung 10, 32, 51, 54 ff., 82, 86, 103, 134
Amplitudenmodulation 13 ff., 59
Antennen 29
Antenneneingang 36, 77
ARD-Bedingungen 26
Arena 140
Armstrong 24, 41
Aufbaurichtlinien 118 ff.
Ausbreitungsbedingungen 9

B

Bang & Olufsen 151, 152
Ballempfänger 28
Bandbreite 18, 38, 51, 67, 87, 103
Bandfilter 99 ff.
Barkhausen 15
Basisschaltung 35 ff., 50, 53
Baupläne 84
Blaupunkt 54, 91, 96, 160
Bradley 58, 63, 88, 89
Breitbandverstärkung 32

C

Cascodenschaltung 34 ff., 142
CCIR-Empfehlungen 26
Crosby 25, 26

D

Decoder 131 ff.
De-emphasis 86, 90
Demodulatoren 58 ff., 82, 86 ff., 104, 125 ff.
Detektorempfänger 144
Diodenabstimmung 48 ff.
Diodenbegrenzung 58
Diodendemodulation 60
Diskriminator 58 ff., 104
Drosseln 78, 106, 122
Durchführungskondensatoren 114, 122
Durchlaßkurve 52, 67, 125 ff.

E

ECO-Rückkopplung 115
Eingangskreis 36
Eingangswiderstand 73 ff.
Elektrodenkapazitäten 32, 73 ff.
Emitterschaltung 37, 46, 53
Entkopplung 32
Erdung 74, 123

F

FCC 132
Feldeffekttransistor 78, 138
Feldstärke 10 ff., 45, 80, 129
Flankendemodulation 58 ff., 86, 89, 103, 144 ff.
Flewelling 41
Formanten 15
Foster 58, 59
Franz 102
Fremodyne 92
Frequenzbereich 26 ff.
Frequenzhub 16 ff., 22, 59
Frequenzkonstanz 86
Frequenzmodulation 13, 15 ff., 32

G

Gegentaktstufen 25, 34, 58 ff.
General Electric 132
Geradeausempfänger 33, 144
Geregelte Stufen 45, 56, 70

Gitterbasisschaltung 26, 35
Gitterneutralisation 34
Graetz 53, 153, 155
Grundig 136, 153, 156, 164

H

Hahnemann 11
Heaviside-Schichten 9
Hertz 7
Heuel 100, 148
Hf-Verstärkung s. Vorstufen
Hi-Fi-Steuergeräte 153 ff.
Höhenebnung 68, 90
Hybridtechnik 141, 142

I

Integrierte Schaltungen 139
Inversion 11, 12
Ionosphäre 9

K

Kanaltabelle 27
Kapazitätstransformation 99
Katodenbasisschaltung 34 ff.
Katodenleitung 74
Klirrfaktor 18, 32, 56, 69, 72
Körting 65
Kombinierte AM/FM-Empfänger 32, 92 ff., 138 ff., 159 ff.
Kreuzmodulation 18, 38, 129
Kurzwellen 7

L

Laufzeitverzerrungen 32
L/C-Verhältnis 87, 98
Limiter s. Amplitudenbegrenzung
Loewe Opta 48, 136
Lorenz s. SEL

M

Marconi 7
Miniaturisierung 36, 139
Mischstufe 42 ff., 86
Mischverstärkung 43
Modulation 13 ff.
Modul-Bauweise 140
Mono 30, 51, 144 ff.
Multiplikative Mischung 44 ff., 86

N

Negadyneschaltung 41
Neutralisation 34 ff., 82
Nf-Teil 72, 92, 153 ff.
Nogoton 150, 152
Nordmende 136, 162
Normalatmosphäre 12

O

Oberschwingungen 45, 57, 138
Optische Sicht 9
Oszillator 34, 42 ff., 102, 142
Oszillatorbrücke 44, 45
Oszillatorfrequenz 86, 131

P

Passive Bauelemente 78
Pendler, Pendelrückkopplung 39 ff., 59, 85, 122, 147 ff.
Phasendemodulator 58 ff.
Phasengang 23, 32, 52, 78, 116, 123
Phasenmodulation 15 ff.
Pilottonverfahren 132 ff.
Polarisation 30

Q

Q-Werte 66

R

Ratiodetektor 57 ff., 88, 104, 126
Rauschen 36 ff., 43, 69, 78 ff., 115
Rauschsperre 69 ff.
Reaktanzröhre 22
Reflexschaltung 91, 165
Regelung 43, 45, 128 ff.
Reichweite 9 ff., 79
Riegger 58, 89
Roder 15
Röhrenfrage 43, 72 ff., 88, 91
Rohde & Schwarz 28, 136
Round-Travis 60, 89
Rückert 115
Rückwirkung 38

S

SCA 134
S/C-Verhältnis 91

Schaltschwelle 70
Scharfabstimmung 48, 129, 130, 152
Schmetterlingskreis 99
Schwingneigung 118
Schwunderscheinungen 9, 11
Seeley 58, 89
Seitenbänder 16 ff., 25, 51, 59, 132
SEL 92, 141, 142
Selbstbau 84 ff., 95, 100
Sendetechnik 22 ff.
Siemens 47, 71, 72
Signal/Rausch-Verhältnis 73, 76 ff.
Signal/Stör-Verhältnis 18
Spannungspegel 83
Spuckeffekt 31
Spulen 99 ff., 109, 144 ff.
Stationstasten 48
Stereo- 26, 30, 33, 43, 51, 67, 71, 81, 90, 131
Steuergeräte 33, 153 ff.
Störstrahlung 42 ff., 124, s. a. Oszillator
Störungen 8 ff., 18, 85
Stufenverstärkung 82
Superhets 26, 33, 82, 86 ff., 148
Superregenerativ- s. Pendelrückkopplung
Synchrodyneschaltungen 63, 64, 143

T

Telefunken 29, 46, 49, 50, 70, 71, 137, 142
Temperaturkompensation 32, 107 ff., 128, 129
Texas Instruments 138
Transistoren 72 ff., 86, 91, 124, 138 ff.
Trennröhre 148
Trennschärfe 42
Troposphäre 11
Tuner s. UKW-Tuner

U

Überbrückungskondensatoren 32, 84, 112 ff., 122
Übermodulation 31, 68
Überreichweiten 9 ff.
Übersteuerungsfeste Stufen 45
Ultraaudion 146 ff.
Ultrakurzwellen 7 ff.
UKW-Kreise 98, 119, s. a. UKW-Tuner
UKW-Tuner 42, 95, 140, 153
Umschaltung AM-FM 93 ff., 153
Urtel 142

V

Verdrahtung 45, 74, 85, 112, 118 ff.
Verhältnis-Demodulator s. Ratiodetektor
Verzerrungen 18, 116
Vorstufen 34 ff., 86
Vorverzerrung 31, 88, 132

W

Wellenplan 26, 132
Wellenwiderstand 80
Wisi 30, 31

Z

Zeitkonstante 31, 68
Zenith Radio Corp. 132
Zf-Bandfilter 103, 118
Zf-Verstärker 51 ff., 70, 87, 94, 125, 142
Zukunftsschaltungen 138
Zusatzgeräte 33, 144 ff.
ZVEI-Richtlinien 81
Zwischenbasisschaltung 36 ff.
Zwischenfrequenz 51, 54, 131

Fortsetzung von der zweiten Umschlagseite

71 **Bastelpraxis** Band I. Allgemeine Arbeitspraxis (Werner W. Diefenbach). 7. Aufl., 64 Seiten, 50 Bilder, 2 Tabellen.

72/73 **Drahtlose Fernsteuerung von Flugmodellen** (Karl Schultheiss). 5. Aufl., 128 Seiten, 76 Bilder. *

74 **Einkreis-Empfänger** mit Röhren und Transistoren (H. Sutaner). 5. Aufl., 68 Seiten, 71 Bilder, 3 Tabellen.

76 **Bastelpraxis** Band II. Theoretische und praktische Grundlagen (Werner W. Diefenbach). 6. Aufl. 76 Seiten, 93 Bilder, 11 Tabellen.

77/77a **Der Selbstbau von Meßeinrichtungen für die Funkwerkstatt** (Ernst Nieder). 5. Aufl., 120 Seiten, 94 Bilder, 2 Tab.

78 **Schwabungssummer** (Herbert Lennartz). 3. Aufl., 64 S., 42 Bilder. *

79/79a **Bastelpraxis** Band III. Praktischer Aufbau von einfachen Prüfgeräten und Empfängern vom Detektor bis zum Super, dazu Verstärker, KW- und Zusatzgeräte (Werner W. Diefenbach). 6. Auflage. 144 Seiten, 149 Bilder.

80/80b **Das Spulenbuch — Hochfrequenzspulen** (Hans Sutaner). 5. Aufl., 192 Seiten, 109 Bilder und Schaltungen, 16 Tabellen, 15 Nomogramme.

81/83 **Die elektrischen Grundlagen der Radiotechnik** (Kurt Leucht). 8. Aufl., 272 Seiten, 169 Bilder, viele Tabellen.

84 **Fernsehantennen-Praxis** (Herbert G. Mende). 9. Aufl., 68 Seiten, 43 Bilder, 6 Tabellen.

85 **Hi-Fi-Schaltungs- und Baubuch** (Fritz Kühne). 7. Aufl., 64 Seiten, 33 Bilder, 3 Tabellen. *

86/87 **Berufskunde des Radio- und Fernsehtechnikers.** Vom Lehrling zum Meister (Dipl.-Ing. Georg Rose). 2. Aufl., 144 Seiten, 2 Tafeln.

89/90a **Autoempfänger.** Einbau, Antennen u. Funkentstörung (Eckhard-Heinz Manzkel). 2. Auflage, 192 Seiten, 149 Bilder, 16 Tabellen.

93/94 **Transistorschaltungen für die Modellfernsteuerung** (H. Bruß). 5. Aufl., 128 Seiten, 102 Bilder, 8 Tab.

95/96 **Fotozellen und ihre Anwendung** (L. Beltz und H. Hasselbach). 3. Aufl., 128 Seiten, 103 Bilder, 6 Tabellen.

97/98 **Kleines Stereo-Praktikum** (Ing. Fritz Kühne u. Karl Tetzner). 3. Aufl., 136 Seiten, 99 Bilder.

99 **Wie arbeite ich mit dem Elektronenstrahl-Oszillografen?** (H. Sutaner). 5. Aufl., 64 Seiten, 87 Bilder.

100 **Daten- und Tabellensammlung für Radiopraktiker** (H. G. Mende). 2. Aufl., 96 Seiten, 40 Bilder, 50 Tabellen.

* In Vorbereitung.

101/102 **Elektronische Orgeln und ihr Selbstbau** (Dr. Rainer H. Böhm). 3. Aufl., 132 Seiten, 53 Bilder.

103 **Die Wobbelsender.** Aufgaben und Schaltungstechnik (H. Sutaner). 2. Aufl., 64 Seiten, 40 Bilder.

104 **Transistorsender für die Fernsteuerung** (H. Bruß). 3 Aufl., 68 Seiten, 51 Bilder, 4 Tafeln, 2 Nomogramme.

105/105a **Lautsprecher u. Lautsprechergehäuse für HiFi** (Dipl.-Ing. H. H. Klinger). 4. Aufl., 124 Seiten, 112 Bilder. *

106/107 **Netztransformatoren und Drosseln.** Berechnung und Bau (Dr.-Ing. Paul E. Klein). 2. Aufl., 128 Seiten, 55 Bilder, 56 Tabellen.

108 **Amateurfunk-Superhets.** Planung und Selbstbau (G. E. Gerzelka). 64 Seiten, 13 Bilder, 8 Tabellen.

109/110 **Transistor-Amateurfunkgeräte für das 2-m-Band.** Schaltungstechnik und praktischer Aufbau (J. Reithofer). 2. Aufl., 120 Seiten, 108 Bilder.

111/112 **Meßinstrumente und ihre Anwendung.** Kleine Meßkunde für Radio- und Fernseh-Praktiker (W. M. Köhler). 2. Aufl., 128 S., 116 Bilder, 3 Tab.

113 **Elektronische Experimente** (G. Büscher). 2. Aufl., 68 S., 86 Bild., 2 Tab.

114 **Halbleiter-Experimente** (Dipl.-Phys. J. Kleemann). 64 Seiten, 52 Bilder, 20 Tabellen.

115/116 **Elektronische Schaltungen mit Fotozellen** (Wilhelm Hennig). 160 Seiten, 112 Schaltbilder, 6 Tabellen.

117/118 **Einseitenbandtechnik für den Funkamateur** (Friedhelm Hillebrand). 148 Seiten, 118 Bilder, 12 Tabellen.

119/120 **Gedruckte Schaltungen** (Hans Sutaner). 128 Seiten, 49 Bilder, 2 Tabellen.

121/122 **Bastelpraxis** Band IV. Transistorpraxis (Werner W. Diefenbach). 160 Seiten, 125 Bilder, 16 Tabellen.

124/125 **Technische Akustik** (H. H. Klinger). 120 Seiten, 75 Bilder, 17 Tabellen.

126/127 **Betriebstechnik des Amateurfunks** (Hans-Joachim Henske). 128 Seiten, 27 Bilder, 5 Tabellen.

128/130 **Meßsender, Frequenzmesser und Multivibratoren** (Hans Sutaner). 160 Seiten, 125 Bilder.

131/133 **Elektronische Grundschaltungen** (Hans Schweigert). 1. Aufl., 208 Seiten, 165 Bilder, 4 Tabellen.

134/135 **Kleines Halbleiter-ABC** (Gustav Büscher). 112 S., 100 Bilder, 18 Tab.

137/140 **Farbfernsehen** (Dr.-Ing. Klaus Weiland). 2. Aufl., 52 Seiten Großformat, 46 Bilder.

141/142 **Dipmeter mit Röhren, Transistoren und Tunneldioden** (J. Reithofer). 128 Seiten, 92 Bilder.

143/144 **Stereo-Decoder,** Funktion und Schaltungstechnik (Ludwig Ratheiser). 136 Seiten, 48 Bilder. *

BIBLIOTHEK

MENDE, HERBERT G.

UKW-FM-Rundfunk-Praktikum

6. Auflage

3/5

Doppel-Band

Die UKW-Technik hat im Rundfunk unbestritten Vorrang. Störungsfreiheit und hohe Tonqualität sind die Gründe dafür, daß der Rundfunkhörer bevorzugt — wenn nicht ausschließlich — die UKW-Programme abhört; Mittel- und Langwellenempfang wurden auf den zweiten Platz gedrängt. Auch der Stereo-Rundfunk läuft nur auf UKW. Das vorliegende Buch gibt eine abgerundete Darstellung der modernen UKW-FM-Technik; nach einer gründlichen Einführung befaßt es sich ausführlich mit den Bausteinen der UKW-Empfänger und ihrer Praxis, es gibt zahlreiche Schaltungsbeispiele und vermittelt die Kenntnisse, die der Praktiker für eine erfolgreiche Tätigkeit auf dem UKW-Gebiet benötigt.

Den Verfasser dieses Buches führte sein Werdegang über Heinrich-Hertz-Institut und Industrie-Praxis — er war als Entwicklungsingenieur für Dezimeteranlagen und Funkmeßgeräte bei Telefunken tätig — zu freier Berufstätigkeit als Beratender Ingenieur, Fachschriftsteller und vereidigter Sachverständiger für Hochfrequenz-, Fernmelde- und Feinwerktechnik. Er veröffentlichte eine Reihe hochfrequenztechnischer Fachbücher im Franzis-Verlag und erreichte als Verfasser einer größeren Zahl von Radio-Praktiker-Bänden die höchste Gesamtauflage eines Autors in dieser Bücherei.

RADIO-PRAKTIKER